



Contribution à l'étude de portes optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour le traitement tout-optique de signaux de télécommunication à très hauts débits

Gwenaëlle Girault

► To cite this version:

Gwenaëlle Girault. Contribution à l'étude de portes optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour le traitement tout-optique de signaux de télécommunication à très hauts débits. Physique [physics]. Université Rennes 1, 2007. Français. NNT: . tel-00411254

HAL Id: tel-00411254

<https://theses.hal.science/tel-00411254>

Submitted on 26 Aug 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE

présentée devant

L'UNIVERSITE DE RENNES I

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE RENNES I

Mention Physique

par

GWENAËLLE GIRAULT

Laboratoire FOTON-ENSSAT

Ecole Nationale Supérieure des Sciences Appliquées et de Technologie

Ecole Doctorale Science de la matière

CONTRIBUTION A L'ETUDE DE PORTES OPTIQUES A BASE D'AMPLIFICATEURS OPTIQUES A SEMI-CONDUCTEURS POUR LE TRAITEMENT TOUT-OPTIQUE DE SIGNAUX DE TELECOMMUNICATION A TRES HAUTS DEBITS

Soutenance le 26 juin 2007 devant la commission d'examen :

B. Dagens	Ingénieur HDR, Alcatel-Thalès III-V Lab	Rapporteur
D. Erasme	Professeur, ENST Paris	Rapporteur
R. J. Manning	Senior Research Fellow, Tyndall National Institute, Cork	Examineur
L. P. Barry	Professeur, RINCE, Université de Dublin (DCU)	Examineur
J-C. Simon	Professeur, FOTON-ENSSAT, Université de Rennes I	Directeur de thèse
F. Ginovart	Maître de conférences HDR, FOTON-ENSSAT, Université de Rennes I	Co-directeur de thèse

A Olivier,
A mes parents et mon grand-père,
A mes regrettées grand-mères.

Remerciements

Ces années de thèse se sont déroulées au sein du laboratoire FOTON, dans l'équipe des Fonctions Optiques pour les Télécommunications du laboratoire d'optronique de l'ENSSAT. Un grand nombre de mes remerciements iront donc aux membres de ce laboratoire mais aussi à d'autres membres du personnel de l'ENSSAT.

Cette thèse m'a également permis de rencontrer d'autres personnes du monde scientifique que je ne pouvais oublier en écrivant ces quelques pages.

Enfin, ces années si particulières m'ont permis de lier mais aussi de consolider de très fortes amitiés et de confirmer que, même si, comme tout un chacun, je n'ai pas choisi ma famille, je ne pouvais en rêver d'une meilleure. Je leur dédie donc naturellement une partie de mes remerciements.

Mes premiers remerciements vont donc au professeur Jean-Claude Simon, directeur du laboratoire, pour m'avoir proposé cette thèse sous sa direction. Je lui suis particulièrement reconnaissante de m'avoir accordé, avec patience, gentillesse et surtout efficacité, toutes les « 30 secondes » ou « 3 minutes » que j'ai pu si souvent lui réclamer. Ce temps précieux passé à partager son expérience a été un véritable enrichissement tant au point de vue scientifique que personnel.

Je tiens ensuite à remercier Frédéric Ginovart, co-directeur de cette thèse, d'avoir suivi pas à pas l'évolution de mon travail tout en m'accordant une certaine autonomie.

J'adresse de plus ma gratitude aux membres du jury, notamment les rapporteurs Béatrice Dagens et Didier Erasme mais également Robert Manning et Liam Barry, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de participer à l'évaluation de ces travaux de thèse.

Au laboratoire d'optronique de l'ENSSAT, je tiens en premier lieu à faire une dédicace à Vincent Roncin que je ne remercierai jamais assez pour m'avoir si bien aidé à débiter cette thèse en encadrant mon stage de DEA et ensuite pour m'avoir toujours soutenue, conseillée, encouragée, motivée, ... Sa gentillesse et sa bonne humeur ainsi que son enthousiasme et sa curiosité scientifique sans limite ont toujours été agréablement contagieux.

Je tiens également à remercier toutes les personnes avec qui j'ai travaillé pendant ces années : Mathilde Gay et Laurent Bramerie, tandem admirablement dynamique et efficace, pour leur contribution aux études « systèmes », Benoit Clouet pour tous ses conseils en polarisation, Sébastien Lobo pour son aide « système » et toutes les longues discussions que nous avons eues dans le labo, Thierry Chartier pour son expérience sur les fibres mais aussi pour son sens de l'humour insatiable et enfin, Than Nam Nguyen pour sa maîtrise des phénomènes non-linéaires dans les fibres et surtout sa capacité à les expliquer clairement dans un français qu'un bon nombre de mes concitoyens envierait s'ils l'entendaient.

Pour le CCLO, je remercie vivement Dominique Bosc pour toujours s'être arrangé pour que les impératifs de ma thèse concordent avec l'emploi du temps des membres de son équipe et pour m'avoir soutenue pendant ma période de rédaction. Je tiens à remercier également Monique Thual pour son savoir sur les fibres micro-lentillées et pour sa pédagogie ainsi que Philippe

Rochard pour sa gentillesse mais aussi pour toute l'aide précieuse qu'il m'a apportée et tout ce qu'il m'a appris en matière de mécanique et montage en espace libre.

Parmi mes autres collègues du laboratoire, mes premières pensées vont au professeur Pascal Besnard que j'ai eu la chance de côtoyer en tant que directeur du groupe GPL, qu'enseignant responsable des principales vacances dont j'ai eu la charge et qui m'a servi de guide autant géographique, gastronomique que scientifique lors de ma première participation à une conférence internationale. Je le remercie pour tous ses conseils et encouragements implicites mais efficaces et je tiens à lui dire que toutes ses petites moqueries ou ses tentatives pour me faire râler (sport facile j'en conviens) ont donné encore plus de saveur à cette thèse.

Réjane Le Roy est également une personne que je tiens particulièrement à remercier pour, entre autres, sa bonne humeur, son rire apaisant mais également son soutien et son efficacité. Nos longues et fréquentes discussions dans son bureau en ont fait plus qu'une simple collègue.

Mes pensées amicales vont également à Sylvain Fève, grâce à qui je me suis souvent sentie moins seule dans ce monde si consensuel. Sylvain sera toujours mon maître en matière de « coups de gueule » ! Je pense bien sûr aussi à Laura Ghisa et à son compagnon Mihai qui m'ont tant appris sur l'histoire, les coutumes, les paysages ou la politique de la Roumanie. Je leur souhaite une grande réussite dans leurs thèses respectives et je m'excuse d'être incapable de leur écrire un mot en roumain (cette dernière phrase vaut également pour Nam et mon vietnamien !). Je souhaite également réussite à Quang Trung Lê et le remercie pour la qualité de son rapport de Master. Enfin, je dis un grand merci à Julien Poëtte pour m'avoir permis d'exposer, dans son bureau, tous mes problèmes, scientifiques ou personnels, et d'être toujours resté attentif, compréhensif mais néanmoins objectif. Je tiens également à le remercier pour avoir été un véritable soutien pour mon compagnon qui aurait sûrement saturé s'il n'avait pas eu si souvent la possibilité de se retirer dans ce fameux bureau.

Je remercie également d'autres optroniciens avec qui j'ai partagé quelques moments agréables : Jean-François Hayau qui aura tenté de m'apprendre « bonjour » en toutes les langues, Gregory Swiathy et Ophélie Delanoy pour leurs « jeudis pizza », Jean-Marc Goujon avec qui j'ai partagé une expérience inoubliable de mélange de breuvages, Michel Gadonna à qui j'ai si souvent demandé de m'ouvrir des portes, Patrice Féron à qui je dédie le premier chocolat que je boirai à Bayonne et tant d'autres comme Ngan, Rhalida, Séverine, Frédéric, Parastesh, Yannick, ...

Parmi le reste du personnel de l'ENSSAT, je tiens tout d'abord à remercier Romuald Rocher, thésard dans le laboratoire d'électronique, pour ses éclaircissements sur des points d'électroniques assez obscures pour moi. Je tiens également à remercier particulièrement Stéphane Chehayed pour tous les services informatiques qu'il m'a rendus sans jamais se moquer même si parfois, je l'avoue honteusement, mes requêtes n'étaient pas dignes d'une « bac+5 ». Je remercie également vivement Serge Le Flécher pour son efficacité et sa gentillesse mais aussi Henry L'Her, Jean-Philippe Lesault ou Frank Le Guenic pour leurs aides ponctuelles mais néanmoins indéniablement utiles et pour m'avoir permis d'abuser des ressources du service technique. Je remercie également les « dames de la scolarité » ainsi que celles de l'administration ou de l'accueil et plus particulièrement Orlane Kuligowski ou Danielle Graviou et Isabelle pour leur remplacement efficaces de Réjane et surtout Chrystel Prat pour ses séances de fitness et son dynamisme de tous les instants.

Ces années de thèse m'ont également permis d'encadrer des élèves. Je les remercie donc tous, qu'ils soient enssatiens ou de l'IUT de Lannion, de ne pas m'avoir dégoûtée de l'enseignement, bien au contraire. Je tiens surtout à remercier Caroline Greverie, pour nous avoir si souvent permis de voir la vie en « violet » mais également mon petit couple de stagiaires préféré, Minh Nguyêt Ngô et Romain Cornic, sans qui ma troisième année de thèse n'aurait jamais eu autant de saveur. Je leur souhaite à tous les trois toute la réussite possible et espère ne pas les perdre de vue ou des doigts sur msn ! Je tiens également à faire un petit clin d'œil à Daniel

Delubac que j'ai eu en stage d'été et qui m'a soutenue même s'il était à Québec. Ces trois derniers « stagiaires » ont chacun mis une pierre à l'édifice de mes résultats, notamment sur la polarisation. Je les en remercie vivement, et plus particulièrement Nguyet qui m'a accompagnée jusqu'à la fin, puisque, elle-même, a débuté sa propre thèse.

J'ai également pu réaliser un travail en collaboration avec le laboratoire RINCE (Research Institute for Networks and Communications Engineering) de l'université de Dublin. Je tiens donc à remercier le professeur Liam Barry pour m'avoir permis de travailler avec son équipe et de m'avoir accueillie dans leurs locaux pour trois semaines très enrichissantes. Mes sincères remerciements vont particulièrement à Aisling Clarke, avec qui j'ai surtout travaillé, pour sa patience lorsque je cherchais mon vocabulaire et pour sa détermination dans le travail. Je remercie également Brendan Kennedy pour les discussions que nous avons eues sur la polarisation dans les SOA mais aussi Prince Anandarajah ainsi que les nombreux thésards pour leur accueil particulièrement chaleureux.

Une pensée particulière va également à Céline Guignard qui a été doctorante au laboratoire d'Optronique puis avec qui j'ai travaillé à Dublin quand elle était dans l'équipe de Liam Barry. Nos chemins se sont très souvent croisés ce qui a permis je pense, et j'espère ne pas me tromper, de forger une véritable amitié. Je la remercie donc pour sa bonne humeur, son rire communicatif, pour tous les sujets de discussions diverses et variés que l'ont peu aborder avec elle et surtout pour avoir prouvé que mon débit de paroles n'est pas unique. Plus sérieusement, Céline a été d'un précieux soutien tout au long de ma thèse et je ne lui en serai jamais assez reconnaissante.

Cette thèse n'aurait pu être menée à bien sans le soutien de mes proches. Je tiens donc à remercier tous mes amis ainsi que les membres de la famille de mon compagnon qui m'ont régulièrement demandé de mes nouvelles et m'ont ainsi apporté leur soutien. Je remercie plus particulièrement Sophie pour son efficacité à donner des solutions à mes problèmes de composants mais surtout pour son écoute et son soutien ainsi que Marion et Jérôme pour m'avoir accueillie lors de mes déplacements à Paris. Et bien entendu je remercie Géraldine pour ce qu'elle est et tout ce qu'elle m'apporte...

Enfin, je remercie toute ma famille pour leur soutien tout au long de ces trois années. Je remercie mon grand père pour m'avoir transmis son goût pour la recherche, mes parents pour m'avoir toujours encourager dans toutes mes études, mon cousin pour m'avoir montré la voie des sciences et ma cousine pour son soutien « psychologique ».

Enfin, bien évidemment, je remercie Olivier Vaudel pour m'avoir accompagnée à plein temps durant ces trois années. Je n'en rajoute pas car je respecte sa timidité et aussi car je ne trouverais que des mots bien pâles par rapport à ce que je ressens à son égard.

Sigles et acronymes

	Signification française	Signification anglo-saxonne
1R	Amplification du signal	Repeater
2R	Amplification et remise en forme	Reshaping Repeater
3R	2R + Resynchronisation	Retiming Reshaping Repeater
AO	Amplificateur optique ou Acousto-optique (selon le contexte)	Optical amplifier or Acousto-Optique
ASK	Format de modulation d'amplitude	Amplitude Shift Keying
AVO	Atténuateur Variable Optique	Variable optical attenuator
CH	Echauffement de porteurs	Carrier Heating
CP	Contrôleur de Polarisation	Polarization Controller
CSRZ		Carrier Suppress Return to Zero
DBR	Laser à réflecteurs de Bragg répartis	Distributed Bragg Reflector
DCF	Fibre à compensation de dispersion	Dispersion Compensation Fibre
Ddp	Densité de probabilité	Probability density function
DFG	Doublage de fréquence	Difference Frequency Generation
DGD	Retard de temps de groupe	Differential Group Delay
DISC	Interféromètre différentiel	Delayed Interferometer Semiconductor Configuration
DPSK	Format de modulation en phase différentielle	Differential Phase Shift Keying
DSF	Fibre à dispersion décalée	Dispersion Shifted Fibre
DSSOA	Double étage d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs	Dual Stage of Semiconductor Optical Amplifiers
EDFA	Amplificateur à fibre dopée erbium	Erbium Doped Fibre Amplifier
ESA	Emission Spontanée Amplifiée	Amplified Spontaneous Emission (ASE)
ETDM	Multiplexage temporel électrique	Electrical Time Division Multiplexing
FCA	Absorption de porteurs libres	Free Carrier Absorption
FEC	Codes correcteurs d'erreurs	Forward Error Correction Codes
FREAG		Frequency Resolved Electro-Absorption Gating
FROG		Frequency Resolved Optical Gating
FSK	Format de modulation en fréquence	Frequency Shift Keying
FWM	Mélange à quatre ondes	Four Wave Mixing

GVD	Dispersion de vitesse de groupe (dispersion chromatique)	Group Velocity Dispersion
HH	Trous lourds	Heavy Holes
IES	Interférences Entre Symboles	« patterning »
ISL	Intervalle Spectral Libre	Free Spectral Range (FSR)
LAR	Ligne A Retard	Optical delay line
LH	Trous légers	Light Holes
MEA	Modulateur à Electro-Absorption	Electro-Absorption Modulator (EAM)
MI	Interféromètre de Michelson	Michelson Interferometer
MMI		Multi-Mode Interferometer
MZI	Interféromètre de Mach-Zehnder	Mach-Zehnder Interferometer
NF	Facteur de bruit	Noise Figure
NLOG	Porte optique non-linéaire	Non Linear Optical Gate
NOLM	Miroir à boucle optique non-linéaire	Nonlinear Optical Loop Mirror
NOLM-SOA	Miroir à boucle optique non-linéaire à base de SOA	SOA based Non-linear Optical Loop Mirror
NRZ	Format de non retour à zéro	Non Return to Zero
NZ-DSF	Fibre décalée du zéro de dispersion	Non Zero-Dispersion Shifted Fibre
OSA	Analyseur de spectre optique	Optical Spectrum Analyser
OSNR	Rapport signal sur bruit	Optical Signal to Noise Ratio
OTDM	Multiplexage temporel optique	Optical Time Division Multiplexing
PCGPA		Principal Component Generalized Projection Algorithm
PDG	Dépendance du gain à la polarisation	Polarization Dependant Gain
PDL	Pertes dépendantes de la polarisation	Polarization Dependant Losses
PM	Maintien de polarisation	Polarization Maintaining
PMD	Dispersion de mode de polarisation	Polarization Mode Dispersion
PRBS	Séquence de symboles pseudo aléatoire	Pseudo Random Bit Sequence
PSK	Format de modulation en phase	Phase Shift Keying
Rx	Récepteur	Receiver
RZ	Format de retour à zéro	Return to Zero
SESAM	Miroir à base d'absorbant saturable	SEmiconductor Saturable Absorber Mirror
SHB	Phénomène de trou spectral	Spectral Hole Burning
SHG	Génération de seconde harmonique	Second Harmonic Generation
SMF	Fibre monomode standard	Single Mode Fibre
SOA	Amplificateur optique à semi-conducteurs	Semiconductor optical Amplifier
SPM	Auto-modulation de phase	Self Phase Modulation
TASR		Tunable All-optical Signal Regenerator

TC	Taux de compression	Compression ratio
TE	Taux d'extinction ou Transverse Electrique (selon le contexte)	Extinction ratio or transverse electric
TEB	Taux d'Erreur Binaire	Bit Error Rate (BER)
TM	Transverse Magnétique	Transverse Magnetic
TPA	Absorption à deux photons	Two Photon Absorption
TW-RS		TrueWave Remote Slope
Tx	Emetteur	Transmitter
UNI		Ultrafast Nonlinear Interferometer
WDM	Multiplexage en longueur d'onde	Wavelength Division Multiplexing
XGM	Modulation de gain croisée	Cross Gain Modulation
XPM	Modulation de phase croisée	Cross Phase Modulation

Glossaire

Amplificateur optique à semi-conducteurs : composant optique basé sur la structure amplificatrice des diodes laser, donc sur le principe d'émission stimulée, et permettant ainsi d'amplifier des signaux sur une large bande spectrale.

Auto-modulation : modulation d'un signal par lui-même.

Bandes de valence et de conduction : bandes regroupant les niveaux d'énergie quasi-continus permis pour les porteurs d'un semi-conducteur.

Biréfringence : différence d'indices effectifs suivant deux axes orthogonaux.

Bit : symbole binaire ('1' ou '0') servant de base de codage de l'information.

Boucle à recirculation : outil de laboratoire permettant de simuler de très longue distance

Chirp : phénomène à l'origine d'un élargissement spectral et/ou temporel d'une impulsion. Décrit la variation dans le temps des phases des composantes spectrales d'un signal.

Compression du gain : Chute du niveau de gain due à sa saturation par une impulsion.

Contra-propagation : configuration de signaux se propageant dans des directions opposées.

Conversion de longueur d'onde : processus de transfert de données d'une longueur d'onde vers une autre et ce sans modification du contenu de ces données.

Co-propagation : configuration de signaux se propageant dans des directions opposées.

Diagramme de l'œil : outil de visualisation des signaux de télécommunications optiques. Représente le recouvrement des différents symboles '1' et '0' formant l'information.

Dispersion chromatique : processus linéaire introduisant un retard entre les différentes composantes spectrales d'un signal optique dû à des différentes vitesses de propagation de ces composantes dans le milieu. Dispersion normale : les composantes aux basses fréquences (rouge) vont plus vite ; dispersion anormale : les composantes aux hautes fréquences (bleu) sont plus rapides.

Dispersion de mode de polarisation : phénomène résultant de la biréfringence d'un milieu, entraînant une différence de temps de propagation entre les composantes d'un signal projetées sur les axes de polarisation privilégiés du milieu.

Effets non-linéaires : phénomènes dus aux composantes d'ordres supérieurs à 2 de la susceptibilité d'un matériau.

Electrons et trous : porteurs de charges (respectivement négatives et positives) dans un semi-conducteur.

Emission spontanée amplifiée : émission spontanée de lumière ensuite amplifiée par le milieu l'ayant créée.

Facteur de bruit : paramètre désignant le bruit optique des amplificateurs.

Faisceau de maintien : signal injecté en supplément dans un SOA pour permettre une amélioration du temps de récupération du gain.

Forme en « S » : forme de fonctions caractéristiques de portes optiques présentant deux non-linéarités et une pente non verticale.

Forme en marche d'escalier : forme de fonctions caractéristiques de portes optiques présentant deux non-linéarités formant deux paliers horizontaux et une pente verticale.

Kerr shutter : interféromètre déclenché par effet Kerr utilisé pour la conversion en longueur d'onde.

Ligne point-à-point : motif de base d'une ligne de transmission.

Mélange d'ondes : processus non-linéaire reposant sur l'interaction de différentes ondes présentes dans le milieu et dont résulte la création d'une ou plusieurs nouvelles fréquences optiques

Modulation croisée : action de modulation d'un signal par un autre.

Niveau et quasi-niveau de Fermi : énergie potentielle des porteurs de charge d'un semi-conducteur.

Patterning : effet de recouvrement de symboles dans une séquence de données.

Pénalité : paramètre indiquant la quantité d'erreurs réalisées par la prise de décision d'une porte optique.

Polarité : paramètre permettant de définir l'état logique de l'information transportée par un signal par rapport à l'information d'origine (même polarité = informations identiques, polarité inverse = informations opposées ('1' = '0' et inversement)).

Pompe : signal de forte puissance modifiant le milieu.

Porte optique : fonction dont la réponse change selon l'intensité du signal d'entrée.

Récupération du gain : étape suivant la compression du gain par une impulsion et permettant à celui-ci de retrouver son niveau « petit signal ».

Régénération (1R, 2R, 3R) : processus de traitement du signal permettant l'amplification (1R), la remise en forme (2R) et la resynchronisation (3R) du signal de données.

Relaxations inter-bandes : passage de porteurs d'une bande vers l'autre.

Relaxations intra-bandes : mouvements de porteurs au sein d'une même bande (soit conduction pour les électrons, soit valence pour les trous).

Répéteur : régénérateur opto-électronique placé sur les lignes point-à-point.

Ripple : résonance spectrale du gain d'un amplificateur optique à semi-conducteurs due à des effets de cavité de la structure du composant.

Saturation du gain : chute globale du niveau de gain due à un fort signal.

Séquence de bit : enchaînement de symboles '1' et '0'.

Sonde : signal théoriquement de faible puissance servant à sonder les modifications subies par le milieu.

Sphère intégratrice : appareil de mesure de la puissance moyenne d'un signal lumineux, calibré en puissance.

Surgain ou overshoot : phénomène pouvant survenir en fin de phase de récupération du gain des amplificateurs à semi-conducteurs. Le niveau de gain peut alors dépasser la valeur « petit signal » à cause de la différence d'émission spontanée amplifiée co et contra-propagatives.

Taper : technique intégrée de modification progressive du mode d'un guide (tel le SOA) pour favoriser le couplage dans une fibre.

Temps bit : durée élémentaire d'un symbole dans une séquence d'information, égale à l'inverse de la fréquence de la séquence et donc du débit d'information.

Transpondeur : dispositif opto-électronique placé aux nœuds de routage des réseaux pouvant réaliser une conversion de longueur d'onde et une régénération du signal.

Zéro-optique : niveau de bruit résiduel d'un montage.

Table des matières

Remerciements	V
Sigles et acronymes	IX
Glossaire	XIII
Table des matières	XIII
Table des figures	XXI
Table des tableaux	XXIX
Introduction générale	1
Partie I Principe et état de l'art de la conversion de longueur d'onde et de la régénération tout-optique	7
Introduction	9
Chapitre 1 Les systèmes de transmission	11
1.1 Description d'une ligne de transmission	11
1.2 Codage du signal à l'émission	12
1.2.1 Format NRZ (Non Return to Zero)	12
1.2.2 Format RZ (Return to Zero)	13
1.3 Dégradations lors du transport du signal	14
1.3.1 Atténuation dans la fibre	14
1.3.2 Dispersion Chromatique	15
1.3.3 Dispersion de mode de polarisation	17
1.3.4 Effets non-linéaires	18
1.3.4.1 Auto-modulation de phase	19
1.3.4.2 Mélange à quatre ondes	20
1.3.5 Bruit d'émission spontanée amplifiée	22
1.4 Critères de qualité d'une transmission	24
1.4.1 Rapport signal sur bruit optique	24
1.4.2 Diagramme de l'œil	26
1.4.3 Taux d'erreur binaire	28
Chapitre 2 Principe des fonctions optiques pour la conversion de longueur d'onde et la régénération tout-optique	31
2.1 Rôle et intérêt	31
2.1.1 Cas des convertisseurs en longueur d'onde	31
2.1.2 Cas des régénérateurs	32
2.2 Principe de fonctionnement	33
2.2.1 Portes optiques	33
2.2.1.1 Modulation croisée	33
2.2.1.2 Auto-modulation	34
2.2.2 Cas particulier des régénérateurs optiques	35
2.2.2.1 Régénération « 1R »	35

2.2.2.2	Régénération « 2R »	36
2.2.2.3	Régénération « 3R »	37
2.3	Caractéristiques des portes optiques	39
2.3.1	Convertisseurs en longueur d'onde	39
2.3.2	Portes optiques pour la régénération	41
2.3.2.1	Fonctions caractéristiques des portes optiques non-linéaires.....	41
2.3.2.2	Tests et outils d'évaluation en environnement « système ».....	47
Chapitre 3	Etat de l'art sur les techniques de conversion de longueur d'onde et de régénération tout-optiques	53
3.1	Techniques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs	53
3.1.1	Modulation de gain croisée	53
3.1.2	Rotation non-linéaire de polarisation.....	55
3.1.3	Modulation de phase croisée associée à un filtrage décalé.....	56
3.1.4	Dispositifs interférométriques.....	57
3.1.4.1	Interféromètre de Mach-Zehnder	58
3.1.4.2	Interféromètre de Michelson.....	59
3.1.4.3	Interféromètre différentiel : DISC.....	60
3.1.4.4	Interféromètre à base de fibres à maintien de polarisation : UNI.....	61
3.1.4.5	Miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM)	62
3.1.4.6	Autres interféromètres : SIPAS et MMI-SOA.....	63
3.2	Techniques à base de composants en semi-conducteurs à multi-puits quantiques ...	64
3.2.1	Modulateurs à électro-absorption.....	64
3.2.2	Utilisation des absorbants saturables pour la régénération.....	65
3.3	Techniques à base de fibre	67
3.3.1	Modulation de phase et filtrage décalé.....	67
3.3.2	Dispositifs interférométriques.....	69
3.3.2.1	Interféromètre déclenché par effet Kerr	69
3.3.2.2	Miroir à boucle optique non-linéaire à fibre (NOLM)	70
3.4	Autres techniques	71
3.4.1	Injection optique dans les lasers	71
3.4.2	Mélanges d'ondes	71
3.4.2.1	Mélange à quatre ondes.....	72
3.4.2.2	Génération de la fréquence somme.....	73
3.4.3	Autres techniques de modulation de gain croisée	73
Conclusion	78
Bibliographie de la partie I	80

Partie II Etude de fonctions optiques à base d'amplificateurs à semi-conducteurs pour la conversion de longueur d'onde et la régénération de signaux à très hauts débits d'information...97

Introduction	99
Chapitre 4	L'amplificateur optique à semi-conducteurs : élément actif des portes optiques étudiées	101
4.1	Généralités et modèles utilisés.....	101
4.1.1	Description et principes théoriques.....	101
4.1.1.1	Structure de bandes des semi-conducteurs	102
4.1.1.2	Condition d'amplification dans un semi-conducteur.....	103
4.1.1.3	Mise en œuvre des amplificateurs à semi-conducteurs.....	103
4.1.1.4	Problématique des résonances de cavité.....	106
4.1.1.5	Adaptation de mode intégrée (« taper »).....	107
4.1.1.6	Gain des amplificateurs optiques à semi-conducteurs.....	107
4.1.2	Présentation des modèles numériques utilisés	110

4.1.2.1	Modèle « simple ».....	112
4.1.2.2	Modèle « complet ».....	117
4.2	Caractérisation des composants	119
4.2.1	Présentation des différents bancs de couplage	119
4.2.1.1	Boîtier « butterfly ».....	119
4.2.1.2	Couplage via fibres micro-lentillées.....	120
4.2.1.3	Montage en module	121
4.2.2	Caractérisation statique	122
4.2.2.1	Caractérisation sans signal : étude de l'émission spontanée amplifiée	122
4.2.2.2	Caractérisation via injection d'un signal continu : mesure de gain	125
4.2.3	Caractérisation dynamique.....	127
Chapitre 5	Etude d'un régénérateur 3R	131
5.1	Contexte et problématique de l'étude.....	131
5.2	NOLM-SOA en réflexion	132
5.2.1	Principe de fonctionnement	132
5.2.1.1	Architecture et équations fondamentales	132
5.2.1.2	Principaux comportements dynamiques du NOLM-SOA	135
5.2.1.3	Choix de l'utilisation du NOLM-SOA en réflexion	146
5.2.2	Caractérisation du dispositif expérimental	148
5.2.2.1	Description du NOLM-SOA utilisé.....	148
5.2.2.2	Réglages des principaux paramètres.....	149
5.2.2.3	Fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion	152
5.2.2.4	Performances en configuration « système ».....	156
5.3	Double étage de SOA : DSSOA	158
5.3.1	Architecture et principe de fonctionnement.....	158
5.3.2	Caractérisation expérimentale	160
5.3.2.1	Description du dispositif expérimental.....	160
5.3.2.2	Réglages	162
5.3.2.3	Caractérisation « système »	164
5.4	Etude « système » du régénérateur 3R formé du NOLM-SOA en réflexion et du DSSOA	166
5.4.1	DSSOA suivi du NOLM-SOA en réflexion	166
5.4.2	NOLM-SOA en réflexion suivi du DSSOA	169
5.5	Etude de la dépendance du régénérateur 3R à la polarisation	176
5.5.1	Contexte de l'étude et méthode de mesure	176
5.5.1.1	Problématique de l'étude	176
5.5.1.2	Mesure de dépendance du gain à la polarisation	177
5.5.2	Etude de la PDG des dispositifs étudiés	178
5.5.2.1	Dépendance à la polarisation de l'ESA et du gain en auto-saturation du SOA seul	178
5.5.2.2	Etude de la dépendance du NOLM-SOA à la polarisation.....	180
5.5.2.3	SOA dans la configuration du DSSOA	185
5.5.3	PDG du SOA pour différentes polarisation de sonde	186
5.5.4	Nouvelles observations	188
5.5.4.1	Influence de la relation d'ordre entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde	188
5.5.4.2	Deuxième observation : dissymétrie du spectre d'ESA soumise à un fort signal	192
5.5.4.3	Dissymétrie du spectre de gain de la sonde liée au mélange d'ondes.....	195

5.5.5	Bilan de l'étude en polarisation : explication des différentes dépendances du SOA à la polarisation selon les configurations d'utilisation du composant en convertisseur de longueur d'onde	196
5.5.5.1	Cas où $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$	198
5.5.5.2	Cas où $\lambda_{\text{sonde}} < \lambda_{\text{pompe}}$	198
Chapitre 6	Problématique de la montée en débit : augmentation de la rapidité des portes	203
6.1	Etude du temps de récupération du gain des amplificateurs optiques à semi-conducteurs	203
6.1.1	Techniques d'amélioration du temps de récupération du gain	203
6.1.1.1	Augmentation du courant de polarisation	204
6.1.1.2	Utilisation d'un faisceau de maintien	204
6.1.1.3	SOA « nouvelle génération »	210
6.1.2	Problématique de mesure	213
6.1.2.1	Limite du banc de mesure classique via oscilloscope	213
6.1.2.2	Auto-corrélation et dispositifs FROG et FREAG	214
6.1.2.3	Banc de caractérisation tout-optique	217
6.2	Tunable All-optical Signal Regenerator (TASR)	219
6.2.1	Description	219
6.2.2	Caractérisation à 40 Gbit/s	220
6.2.2.1	Etude au format NRZ	220
6.2.2.2	Etude au format RZ	223
6.3	Technique du filtrage décalé	225
6.3.1	Amélioration du couple de paramètres {taux de compression-temps de récupération du gain}	226
6.3.1.1	Analyse du principe de la technique	226
6.3.1.2	Impact des différents paramètres	229
6.3.2	Technique de filtrage décalé avec préservation de la polarité	233
6.3.2.1	Principe	233
6.3.2.2	Analyse du procédé avec différents types de filtrage	234
6.4	Etude d'un convertisseur en longueur d'onde jusqu'à 80 Gbit/s	239
6.4.1	Architecture proposée	240
6.4.2	Etude de la réponse du processus à différents débits	241
6.4.2.1	Description de l'expérience	241
6.4.2.2	Mesure de taux d'erreur binaire	242
6.4.2.3	Caractérisation par la technique FROG	243
6.4.3	Performance « système » à 80 Gbit/s	247
6.4.3.1	Montage expérimental	247
6.4.3.2	Caractérisation « système »	248
Conclusion	251
Bibliographie de la partie II	253
Conclusion générale	265
Annexes	271
Annexe A	Processus d'interactions matière-rayonnement dans les semi-conducteurs	273
A.1	L'absorption	273
A.2	L'émission spontanée	274
A.3	L'émission stimulée	274
Annexe B	La technique de modulation synchrone	275
Bibliographie de l'annexe B	276

Annexe C Complément sur l'étude de la polarisation	277
C.1 Généralités sur la polarisation.....	277
C.2 Notions de polarisation liées au SOA.....	280
C.3 Outils d'analyse de la polarisation	283
C.3.1 Fibres à maintien de polarisation	283
C.3.2 Polariseur tournant.....	284
C.3.3 Contrôleur de polarisation	285
C.3.4 Polarimètre	286
C.4 Etude analytique et numérique de la PDG du NOLM-SOA en réflexion en fonction de celle du SOA seul.....	286
C.5 Interférences lors de l'étude du SOA en configuration pompe/sondes co et contra-propagatives	289
C.6 Récapitulatifs des résultats sur la dépendance du gain du SOA à la polarisation en configuration pompe/sonde.....	290
Bibliographie de l'annexe C	291
Annexe D Complément d'étude sur le TASR 1040	295
D.1 Description du dispositif.....	295
D.2 Caractérisation du SOA	296
D.3 Etude expérimentale des différents régimes de fonctionnement du TASR.....	297
D.4 Etude numérique des différents régimes de fonctionnement.....	299
D.4.1 Présentation du modèle utilisé.....	299
D.4.2 Résultats de l'étude numérique.....	301
D.5 Tests « système » à 40 Gbit/s du TASR dans le régime de fonctionnement usuel d'un NOLM-SOA classique en transmission : polarisations colinéaires	302
Bibliographie de l'annexe D.....	304
Annexe E Bibliographie de l'auteur	305
Publication	305
Communications orales	305
Communications posters.....	306

Table des figures

Figure 1.1: Schéma d'une liaison optique point-à-point.	11
Figure 1.2 : Représentation temporelle (a) et spectrale (b) d'un signal codé au format NRZ.....	13
Figure 1.3 : Représentation temporelle (a) et spectrale (b) d'un signal codé au format RZ.....	13
Figure 1.4 : Spectre d'atténuation d'une fibre optique standard de Silice.....	15
Figure 1.5 : Effets de la dispersion chromatique sur une impulsion.	16
Figure 1.6 : Dispersion chromatique d'une fibre standard de télécommunication optique.	17
Figure 1.7 : Déformation temporelle d'une impulsion optique subissant la dispersion de mode de polarisation (PMD).	18
Figure 1.8 : Mise en évidence expérimentale de la création de nouvelles fréquences via auto-modulation de phase (SPM) dans une fibre. <i>A gauche, spectre du signal d'origine; à droite, spectre du signal après 60 km de fibre DSF.</i>	20
Figure 1.9 : Mise en évidence expérimentale du mélange à quatre ondes dans une fibre.....	21
Figure 1.10 : Spectres d'émission spontanée amplifiée en présence d'un signal optique, <i>à gauche pour un EDFA et à droite pour un SOA.</i>	23
Figure 1.11 : Signaux NRZ et RZ soumis à du bruit d'amplitude.....	24
Figure 1.12 : Principe de mesure de l'OSNR à l'analyseur de spectre optique.....	25
Figure 1.13 : Diagrammes de l'œil d'un signal NRZ, à gauche, et d'un signal RZ, à droite.	26
Figure 1.14 : Présentation des effets du bruit d'amplitude et de la gigue temporelle sur une séquence et le diagramme de l'œil correspondant.	27
Figure 1.15 : Evolution du TEB en fonction de la puissance sur le récepteur.	29
Figure 2.1 : Récapitulatif des différents rôles des convertisseurs en longueur d'onde au sein des réseaux.	32
Figure 2.2 : Principe de fonctionnement des dispositifs tout-optiques en modulation croisée.....	34
Figure 2.3 : Porte en modulation croisée en contra-propagation.....	34
Figure 2.4 : Principe de fonctionnement des dispositifs tout-optiques en auto-modulation.....	35
Figure 2.5 : Principe de la régénération 1R.....	35
Figure 2.6 : Principe de la régénération 2R, en modulation croisée (a) et en auto-modulation (b).	37
Figure 2.7 : Principe de fonctionnement des dispositifs de régénération 3R.	38
Figure 2.8 : Schéma de principe du rôle de la forme de la fonction caractéristique des portes optiques non-linéaires pour la régénération.	41
Figure 2.9 : Fonction caractéristique d'une porte optique entraînant une inversion de polarité du signal.....	43
Figure 2.10 : Fonction de transmission typique d'une porte optique non-linéaire en auto-modulation.	44
Figure 2.11 : Influence de la pente de la fonction caractéristique d'un régénérateur 2R sur l'introduction de « pseudo-gigue ».	46
Figure 2.12 : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance sur le récepteur avec et sans régénérateur optique pour différents OSNR. <i>Traits pleins : simulation numérique ; symboles : résultats expérimentaux (a) : Amélioration du TEB, réduction de bruit ; (b) : Pas d'amélioration du TEB si récepteur optimisé</i>	48
Figure 2.13 : Schéma de principe d'une boucle à recirculation.....	50

Figure 2.14 : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascade de régénérateurs pour différentes fonctions caractéristiques (se distinguant par leurs coefficients directeurs).....	51
Figure 3.1 : Principe de la modulation de gain croisée dans un amplificateur optique à semi-conducteurs.....	54
Figure 3.2 : Schéma de principe d'un dispositif basé sur la rotation non linéaire de polarisation dans un amplificateur à semi-conducteurs.	55
Figure 3.3 : Schéma de principe d'un dispositif à base de modulation de phase croisée dans un SOA associé à un filtrage décalé.	57
Figure 3.4 : Schéma de principe de l'interféromètre de Mach-Zehnder différentiel.	59
Figure 3.5 : Schéma de principe d'un interféromètre de Michelson intégré.	60
Figure 3.6 : Schéma de principe de l'interféromètre DI.	60
Figure 3.7 : Schéma de principe d'un interféromètre UNI.....	61
Figure 3.8 : Schéma de principe d'un miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM).....	62
Figure 3.9 : Interféromètres fonctionnant en modulation croisée avec possibilité de non conversion de longueur d'onde. (a) : <i>SIPAS (Sagnac Interferometer integrated with Parallel Amplifier Structure)</i> ; (b) : <i>MMI-SOA (MultiMode Interferometer associated with Semiconductor Optical Amplifier)</i>	63
Figure 3.10 : Principe du modulateur à électro-absorption. (a) <i>Evolution de l'absorption pour différentes tensions</i> ; (b) <i>Schéma d'un MEA</i>	65
Figure 3.11 : Principe d'un absorbant saturable en micro-cavité verticale (SESAM). (a) <i>Structure du SESAM</i> , (b) <i>Principe pour la régénération WDM</i>	66
Figure 3.12 : Technique de régénération par association auto-modulation de phase et filtrage décalé. (a) <i>Schéma de principe</i> ; (b) <i>Fonction caractéristique (transmission)</i>	68
Figure 3.13 : Principe de l'interféromètre déclenché par effet Kerr, ou « Kerr Shutter ».....	69
Figure 4.1 : Répartition des états d'énergie et des porteurs dans un semi-conducteur.	102
Figure 4.2 : Schématisation d'une double hétéro-jonction (a) : <i>non soumise à un courant de polarisation</i> ; (b) : <i>polarisée en direct</i>	104
Figure 4.3 : Structures de guide d'un amplificateur optique à semi-conducteurs. <i>A gauche : guide nervuré ; à droite : guide enterré.</i>	105
Figure 4.4 : Demi-SOA en perspective mettant en évidence les techniques d'anti-réflexions.....	106
Figure 4.5 : Courbes de gain en fonction de la longueur d'onde pour différentes densités de porteurs.....	107
Figure 4.6 : Dynamique de gain dans les amplificateurs à semi-conducteurs.....	108
Figure 4.7 : Evolution temporelle des porteurs dans la bande de conduction au passage d'une impulsion.	109
Figure 4.8 : Comparaison des différentes possibilités de simulation du gain en régime statique d'un SOA via le modèle simple avec le résultat expérimental.....	115
Figure 4.9 : Comparaison des courbes de compression du gain obtenues via mesures expérimentales et via simulation numérique (pour différentes valeurs de E_{sat} choisies).	116
Figure 4.10 : Comparaison entre les courbes de gain dynamique pour un taux de compression de 3 dB obtenues expérimentalement et numériquement.	116
Figure 4.11 : Exemple de puce SOA.	119
Figure 4.12 : Amplificateur à semi-conducteurs monté en boîtier « butterfly ».	120
Figure 4.13 : Principe du couplage entre une puce en semi-conducteurs et une fibre micro-lentillées.	120
Figure 4.14 : Schéma d'une fibre micro-lentillées avec propagation des faisceaux.....	120

Figure 4.15 : Banc de couplage via fibres micro-lentillées.....	121
Figure 4.16 : Module SOA pour couplage via lentilles.	122
Figure 4.17 : Caractéristique $P_{ESA}(I)$ d'un SOA pour trois types de mesure : directement via sphère intrégratrice, via couplage dans une fibre micro-lentillée et via insertion dans un module. <i>A gauche, la puissance est exprimée en mW et à droite, en dBm.</i>	123
Figure 4.18 : Spectres d'émission spontanée amplifiée. (a) : pour différents courants de polarisation ; (b) : <i>exemple de SOA présentant du ripple</i>	124
Figure 4.19 : Schéma de montage d'une mesure de gain statique d'un SOA en auto-saturation.	125
Figure 4.20 : Courbe de gain statique d'un SOA et illustration de la compression de gain.....	125
Figure 4.21 : Schéma de montage d'une caractérisation de gain statique en configuration pompe/sonde.	126
Figure 4.22 : Courbes de gain statique en pompe/sonde pour différentes puissances de sondes.	126
Figure 4.23 : Schéma simplifié d'un banc de caractérisation dynamique.	127
Figure 4.24 : Trace temporelle typique obtenue lors d'une caractérisation dynamique de SOA..	128
Figure 5.1 : Schéma de principe d'une boucle de Sagnac.	133
Figure 5.2 : Schéma de principe du NOLM-SOA.....	134
Figure 5.3 : Chronogramme décrivant l'évolution et la modification des ondes co et contra- propagatives dans le NOLM-SOA.	137
Figure 5.4 : Etude numérique du lien entre la différence (en dB) des gains vus par les ondes co et contra-propagatives et leur déphasage, pour trois décalages du SOA dans la boucle : 10 ps, 60 ps et 100 ps.....	137
Figure 5.5 : Etude numérique de l'influence du décalage du SOA sur les sorties réflexion et transmission. <i>A gauche : pour la sortie réflexion du NOLM-SOA ; à droite : pour la sortie transmission</i>	138
Figure 5.6 : Etude numérique du signal en sortie réflexion pour différents retards ΔT dans le cas d'une faible dissymétrie.	139
Figure 5.7 : Etude numérique du fonctionnement du NOLM-SOA en configuration 2R/NRZ. (a) : Influence du décalage des ondes sur le déphasage ; (b) : Signal en réflexion ; (c) : Signal en transmission.....	140
Figure 5.8 : Etude numérique du fonctionnement du NOLM-SOA en configuration 2R/RZ. (a) : Influence du décalage des ondes sur le déphasage ; (b) : Signal en réflexion ; (c) : Signal en transmission	141
Figure 5.9 : Etude numérique du fonctionnement du NOLM-SOA en réflexion, configuration 3R/NRZ.....	141
Figure 5.10 : Etude du fonctionnement du NOLM-SOA en configuration 3R/RZ. (a) : Configuration réflexion ; (b) : Configuration transmission.	142
Figure 5.11 : Etude numérique de l'influence de la puissance de l'impulsion de contrôle sur le fonctionnement du NOLM-SOA ($\Delta T = 20$ ps et $P_{sonde} = -35$ dBm). (a) : Sortie transmission normalisée ; (b) : Sortie transmission ; (c) : Sortie réflexion.....	143
Figure 5.12 : Etude numérique de l'influence de la puissance de sonde sur le fonctionnement du NOLM-SOA ($\Delta T = 20$ ps et $P_{contrôle} = 5$ dBm). (a) : Sortie transmission normalisée ; (b) : Sortie transmission ; (c) : Sortie réflexion.....	144
Figure 5.13 : Etude de l'influence du décalage du SOA dans la boucle, symbolisée par ΔT . (a) : Sortie réflexion pour différentes puissances de sonde et un retard de 40 ps ; (b) : Sortie réflexion pour différentes valeurs de ΔT quand $P_{contrôle} = 5$ dBm et $P_{sonde} = -5$ dBm.	144
Figure 5.14 : Etude numérique de la transmission réelle du NOLM-SOA lorsque $\Delta T=0$. (a) et (b) : $P_{sonde} = -35$ dBm et $P_{contrôle} = -15$ dBm d'où une compression du gain de 5 dB ; (a) Forme et différence de gains (en dB) et le déphasage dans le NOLM-SOA ; (b) : Sortie transmission résultante ;	

(c) : Sortie transmission quand $P_{sonde} = -35$ dBm pour différentes puissances de contrôle ; (d) : Sortie transmission quand $P_{contrôle} = 5$ dBm pour différentes puissances de sonde.	145
Figure 5.15 : Mise en évidence numérique de la robustesse du NOLM-SOA en réflexion vis-à-vis des fluctuations de phase par étude du contraste de la porte optique en transmission et réflexion.	147
Figure 5.16 : Présentation du dispositif expérimental. (a) : Photographie du NOLM-SOA du laboratoire ; (b) : Schéma du montage	148
Figure 5.17 : Diagramme de l'oeil expérimental en sortie transmission lorsque $\Delta T=0$	149
Figure 5.18 : Exemple de diagrammes de l'oeil visualisés lors du réglage expérimental des puissances de signaux de contrôle et de sonde. (a) : Cas où $P_{contrôle}$ est élevé ; (b) : cas où les puissances sont optimisées pour une conservation du format RZ ; (c) : Cas où P_{sonde} est trop faible ; (d) : Cas d'une conversion de format (RZ vers NRZ)	150
Figure 5.19 : Etude expérimentale de l'impact du paramètre ΔT sur la sortie transmission du NOLM-SOA du point de vue de la séquence (à gauche) et du diagramme de l'œil correspondant (à droite). (a) : $\Delta T = 15$ ps ; (b) : $\Delta T = 40$ ps.	151
Figure 5.20 : Diagrammes de l'œil significatifs du comportement du NOLM-SOA en réflexion. (a) : $\Delta T = +30$ ps ; (b) : $\Delta T = +65$ ps ; (c) : $\Delta T = -30$ ps ; (d) : Conversion de format ($\Delta T = +30$ ps).	151
Figure 5.21 : Comparaison des fonctions caractéristiques expérimentales du NOLM-SOA en réflexion et du SOA seul.	153
Figure 5.22 : Etude numérique de la forme de la fonction caractéristique du NOLM-SOA pour différentes valeurs de ΔT	154
Figure 5.23 : Etude expérimentale de l'évolution du taux d'extinction en sortie du NOLM-SOA en fonction du taux d'extinction de l'impulsion de contrôle en entrée.	155
Figure 5.24 : Etude numérique de l'influence d'une différence de gain statique co/contra sur la fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion.	155
Figure 5.25 : Mesure de pénalité introduite par le NOLM-SOA en configuration de régénération 2R/NRZ.	156
Figure 5.26 : Etude expérimentale du comportement du NOLM-SOA en présence de bruit en excès.	157
Figure 5.27 : Schéma de principe du double étage de SOA (DSSOA).	158
Figure 5.28 : Comparaison numérique des fonctions caractéristiques du DSSOA et d'un SOA seul. (a) : Régime statique ; (b) : Régime dynamique.	159
Figure 5.29 : Photographie et schéma du montage expérimental du double étage de SOA.	161
Figure 5.30 : Etude expérimentale des taux de compression de chacun des SOA du DSSOA. (a) : Mesure du taux de compression pour différentes puissances de sonde fixées ; (b) : Validation de la mesure.	162
Figure 5.31 : Exemples de réglages du double étage. (a) : Conservation du format RZ ; (b) : Taux d'extinction en sortie maximal avec conversion de format RZ vers NRZ.	163
Figure 5.32 : Comparaison des pénalités introduites expérimentalement par le DSSOA et par un SOA seul.	164
Figure 5.33 : Mesure de tolérance du double étage aux fluctuations de puissances de pompe. ...	165
Figure 5.34 : Schéma de principe du dispositif formé du double étage de SOA suivi du NOLM-SOA.	166
Figure 5.35 : Point de fonctionnement du dispositif complet formé du DSSOA suivi du NOLM-SOA.	167
Figure 5.36 : Comparaison d'une transmission expérimentale ne comprenant pas le dispositif 3R complet (a) et lorsque celui-ci est introduit tous les 10 km (b).	167
Figure 5.37 : Diagrammes de l'oeil en sortie du DSSOA (à gauche) et du NOLM-SOA (à droite) au second tour de la boucle de 100 km.	168

Figure 5.38 : Schéma du montage du NOLM-SOA suivi du double étage.	169
Figure 5.39 : Schéma de principe de la mesure de la fonction caractéristique du dispositif 3R (NOLM-SOA suivi du DSSOA) avec signal en sortie pour trois puissances crête d'impulsion en entrée : (a) faible, (b) moyenne, (c) forte	170
Figure 5.40 : Fonction caractéristique du dispositif complet (NOLM-SOA suivi de DSSOA). ..	171
Figure 5.41 : Etude numérique de l'amélioration du taux d'extinction par le dispositif 3R formé du NOLM-SOA suivi du DSSOA. (a) : Impact des puissances de sonde et contrôle, influant sur la compression du gain du SOA ; (b) : Impact du ΔT	171
Figure 5.42 : Mesure de pénalité introduite par le NOLM-SOA suivi du double étage.	172
Figure 5.43 : Diagrammes de l'œil du signal portant les données tout au long d'une transmission expérimentale comprenant, tous les 100 km, le NOLM-SOA suivi du DSSOA.	173
Figure 5.44 : Schéma du montage expérimental des mesures en boucle à recirculation.....	174
Figure 5.45 : Evolution expérimentale du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de tours de boucle (ce qui équivaut à la longueur de transmission ou au nombre de cascades de régénérateurs).....	175
Figure 5.46 : Schéma d'un SOA et des deux axes TE et TM.....	177
Figure 5.47 : Principe de la mesure de dépendance du gain à la polarisation (PDG). (a) : Configuration d'auto-saturation ; (b) : Configuration de saturation croisée (pompe/sonde).....	178
Figure 5.48 : Etude expérimentale de l'émission spontanée amplifiée des SOA utilisés. (a) : Spectres d'émission spontanée amplifiée TE et TM ; (b) : Différence de niveaux d'émission spontanée amplifiée TE et TM.....	179
Figure 5.49: Etude expérimentale de la PDG du SOA en auto-saturation. (a) : Schéma du montage expérimental ; (b) : Mesures de PDG.....	179
Figure 5.50 : Maintien de la polarisation de la sonde dans le montage expérimental du NOLM-SOA.....	180
Figure 5.51 : Mesure de PDG du NOLM-SOA.	181
Figure 5.52 : Mesure de dépendance à la polarisation du SOA dans la configuration du NOLM-SOA via utilisation du montage sans interférences.....	182
Figure 5.53 : Mesure de PDG du SOA dans la configuration du NOLM-SOA à partir du montage du NOLM sans interférence : (a) cas co-propagatif ; (b) cas contra-propagatif.	182
Figure 5.54 : Mesure de PDG du SOA dans la configuration d'utilisation dans le NOLM-SOA à partir d'un montage sans interférence. A gauche : Sonde co-propagative ; A droite : Sonde contra-propagative	183
Figure 5.55 : Etude expérimentale de la PDG du SOA en configuration d'utilisation dans le double étage (pompe/sonde en co-propagation avec sonde de polarisation quelconque.)	185
Figure 5.56 : Schéma du montage permettant la mesure de PDG du SOA pour des sondes polarisées différemment.	186
Figure 5.57 : Mesure de la PDG du SOA dans différentes configurations de polarisation de sonde. (a) : Polarisation de sonde TM (comme dans le NOLM-SOA) ; (b) : Polarisation de sonde TE ; (c) : Polarisation de sonde elliptique (comme dans le double étage).....	187
Figure 5.58 : Mesure de la PDG du SOA en pompe/sonde co-propagatives quand $\lambda_s < \lambda_p$. (a) : Cas où la polarisation de la sonde est TE ; (b) : Cas de polarisation de sonde TM.....	188
Figure 5.59 : Schéma de montage et résultats de courbes de gain pour les différents cas de choix de longueurs d'onde.	190
Figure 5.60 : Résumé des principaux résultats de mesure de dépendance de gain du SOA à la polarisation. En haut : Cas où $\lambda_{sonde} < \lambda_{pompe}$; en bas : Cas où $\lambda_{sonde} > \lambda_{pompe}$. A gauche : Cas où la polarisation de sonde est TE ; à droite : Cas où la polarisation de sonde est TM	191
Figure 5.61 : Mise en évidence expérimentale de la dissymétrie du spectre d'ESA d'un SOA.....	192

Figure 5.62 : Vérification expérimentale du fait que la dissymétrie n'est pas due à un artéfact de l'analyseur de spectre optique.....	192
Figure 5.63 : Observation de l'impact d'un signal saturant sur un EDFA : le spectre reste symétrique de part et d'autre de la longueur d'onde du signal injecté.....	193
Figure 5.64 : Schéma de montage de l'étude de l'impact de la polarisation d'un signal sur la dissymétrie de l'émission spontanée amplifiée d'un SOA.....	193
Figure 5.65 : Etude expérimentale de l'influence de la polarisation sur la dissymétrie d'ESA dans le SOA. (a) : Spectres complets ; (b) : Zoom au niveau du signal injecté.....	194
Figure 5.66 : Mise en évidence de la dissymétrie de gain vu par la sonde de part et d'autre de la longueur d'onde de pompe.....	195
Figure 5.67 : Etude numérique de l'influence du temps de récupération du gain sur l'évolution de la dissymétrie spectrale du gain de la sonde.....	196
Figure 5.68 : Résumé des principaux résultats de mesure de dépendance de gain du SOA à la polarisation. En haut : Cas où $\lambda_{sonde} < \lambda_{pompe}$; en bas : Cas où $\lambda_{sonde} > \lambda_{pompe}$. A gauche : Cas où la polarisation de sonde est TE ; à droite : Cas où la polarisation de sonde est TM.....	197
Figure 5.69 : Mesure de la PDG du SOA en saturation croisée avec {Pompe TE + sonde TE} et avec {Pompe TM + sonde TM}, c'est-à-dire comparable avec la configuration d'auto-saturation.....	197
Figure 6.1 : Compressions de gain obtenues expérimentalement pour différentes puissances de sonde.....	204
Figure 6.2 : Principe du cas d'un faisceau de maintien à une longueur d'onde proche de la transparence. (a) : Spectre de gain avant modification par une impulsion ; (b) : Spectre de gain après saturation par l'impulsion.....	206
Figure 6.3 : Influence du sens de propagation des signaux dans le SOA, notamment sur le phénomène de surgain ou « overshoot ». (a) : Schématisation du SOA ; (b) : Description du phénomène de surgain.....	207
Figure 6.4 : Banc de caractérisation dynamique du gain des SOA avec injection d'un faisceau de maintien.....	209
Figure 6.5 : Etude expérimentale du lien entre le temps de récupération du gain et le taux de compression : exemple de résultats obtenus avec les SOA utilisés dans les fonctions optiques étudiées.....	210
Figure 6.6 : Confinement des porteurs et densités d'états dans des semi-conducteurs massifs, à puits et boîtes quantiques.....	211
Figure 6.7 : Caractérisation statique d'un SOA « nouvelle génération ». (a) : Spectre d'ESA avec fort ripple ; (b) : Courbe de gain statique en pompe/sonde avec $P_{sonde} = -15$ dBm.....	212
Figure 6.8 : Principe d'un auto-corrélateur.....	214
Figure 6.9 : Principe du SHG-FROG, Second Harmonic Generation Frequency Resolved Optical Gating.....	215
Figure 6.10 : Schéma de principe de l'algorithme d'inversion.....	216
Figure 6.11 : Exemples de spectrogrammes.....	217
Figure 6.12 : Schéma de principe du montage du banc de caractérisation tout-optique de la dynamique du gain des SOA.....	217
Figure 6.13 : Schématisation du TASR 1040.....	220
Figure 6.14 : Etude expérimentale du TASR en réponse au format NRZ. A gauche : séquences (en entrée en vert, en sortie en jaune) ; à droite : diagramme de l'œil en sortie.....	221
Figure 6.15 : Mesure de pénalités introduites par le TASR si données au format NRZ.....	222
Figure 6.16 : Principe de mesure de résistance au bruit du dispositif.....	223
Figure 6.17 : Résultats de mesure de résistance au bruit du signal en entrée.....	223
Figure 6.18 : Acquisitions à l'oscilloscope en sortie du TASR dans le cas d'un signal d'entrée au format RZ. A gauche : séquence (inversée par rapport à l'entrée) ; à droite : diagramme de l'œil.....	224

Figure 6.19 : Fonction caractéristique normalisée du TASR.	224
Figure 6.20 : Comparaison des réponses du SOA seul et du TASR à 40 Gbit/s. (a) : SOA ; (b) : TASR avec, à gauche, la séquence et, à droite, une impulsion isolée.	225
Figure 6.21 : Illustration des phénomènes liés à la modulation de phase croisée. (a) : Spectre des signaux en entrée du SOA ; (b) : Spectre des signaux avec modulation de la sonde en sortie du SOA ; (c) : impulsion de pompe typique en entrée ; (d) : Compression de gain ; (e) : Chirp de la sonde correspondant.	226
Figure 6.22 : Analyse de l'impact du sens de décalage du filtre (bleu ou rouge). (a) : Schéma du montage expérimental ; (b) : Résultats obtenus.	227
Figure 6.23 : Schématisation de la réponse du dispositif dans les cas: (a) : d'un décalage du filtre dans le bleu ; (b) : d'un décalage du filtre dans le rouge.	229
Figure 6.24 : Filtrage décalé dans le cas d'une préservation de la polarité du signal.	233
Figure 6.25 : Transmission du filtre de Bragg utilisé.	234
Figure 6.26 : Analyse expérimentale de l'impact de la suppression de la composante continue de sonde via l'utilisation d'un réseau de Bragg (centré à 1554,8 nm). (a) : $\lambda_{sonde} = 1555,05 \text{ nm}$; (b) : $\lambda_{sonde} = 1555,01 \text{ nm}$; (c) : $\lambda_{sonde} = 1554,97 \text{ nm}$; (d) : $\lambda_{sonde} = 1554,91 \text{ nm}$; (e) : $\lambda_{sonde} = 1554,83 \text{ nm}$; (f) : $\lambda_{sonde} = 1554,74 \text{ nm}$;	235
Figure 6.27 : Caractérisation au dispositif FROG des impulsions en sortie du SOA suivi du filtre de Bragg (a) : obtenues dans le cas (d) et (e) ; (b) : pour une optimisation de la longueur d'onde de sonde sur la longueur d'onde de Bragg du réseau.	236
Figure 6.28 : Exemples d'acquisitions dans des cas de décalage d'un filtre classique vers les grandes et courtes longueurs d'onde avec préservation de la polarité. (a) : Décalage du filtre dans le rouge ; (b) : Décalage du filtre dans le bleu.	237
Figure 6.29 : Comparaison des résultats obtenus via filtrage dans le bleu (8) et dans le rouge (4). (a) : Acquisition à l'oscilloscope ; (b) : Caractérisation au FROG	238
Figure 6.30 : Impact de l'introduction d'un second filtre. (a) : Schémas de montages ; (b) : Caractérisation au FROG.	240
Figure 6.31 : Schéma de montage de l'analyse du dispositif à différents débits.	241
Figure 6.32 : Comparaison des résultats expérimentaux (diagrammes de l'œil et taux d'erreur binaire) obtenus à 80 Gbit/s avec filtrages dans le bleu et dans le rouge.	242
Figure 6.33 : Mise en évidence expérimentale des fluctuations d'amplitude présentes dans le cas d'un filtrage dans le rouge (a) et absentes dans le cas d'un filtrage dans le bleu (b).	243
Figure 6.34 : Mesure par technique FROG des profils temporels des impulsions pour les différentes cadences (10, 20, 40 et 80 GHz) (a) : Filtrage dans le rouge ; (b) : Filtrage dans le bleu.	244
Figure 6.35 : Mesure par technique FROG des profils temporels d'intensités normalisées à différents débits dans le cas du SOA CIP. (a) : Filtrage dans le rouge ; (b) : Filtrage dans le bleu	245
Figure 6.36 : Profils du chirp et de l'intensité normalisée des impulsions. (a) : Filtrage dans le rouge ; (b) : Filtrage dans le bleu.	246
Figure 6.37 : Analyse numérique de la compression des impulsions après filtrage dans le bleu.	246
Figure 6.38 : Schéma de montage de caractérisation « système » du dispositif avec filtrage dans le bleu.	247
Figure 6.39 : Mise en évidence du faible OSNR en sortie du dispositif via les spectres de la sonde. (a) : en entrée et sortie du SOA ; (b) : en sortie du dispositif.	248
Figure 6.40 : Mesure de pénalité à 80 Gbit/s.	248

Table des tableaux

Tableau I-1 : Principales techniques de conversion de longueur d'onde et de régénération optique.	75
Tableau II-1 : Grandeurs physiques des SOA et notations correspondantes dans les équations décrivant les modèles utilisés.	110
Tableau II-2 : PDG du SOA en pompe/sonde co-propagatives pour une puissance de pompe de 0 dBm, dans les différentes configurations étudiées et pour différentes puissances de sonde.	190
Tableau II-3 : Résultats obtenus lors de l'étude de l'impact des paramètres sur l'amélioration du temps de récupération et le taux d'extinction par rapport à une simple XGM.	230
Tableau II-4 : Impact du décalage du filtre pour la technique du filtrage décalé à 40 Gbit/s avec des impulsions de pompe de 8 ps de largeur à mi-hauteur. $\lambda_{\text{pompe}} = 1553 \text{ nm}$; $\lambda_{\text{sonde}} = 1559,5 \text{ nm}$	232
Tableau II-5 : Résultats obtenus lors de l'étude de l'impact des paramètres sur la technique de filtrage décalé avec préservation de la polarité des données.	237

Introduction générale

La technologie numérique s'étant considérablement développée ces dernières années, la quantité d'informations devant être transmise via les réseaux de télécommunications ne cesse de croître.

C'est dans ce contexte que la recherche publique comme privée n'a eu de cesse de développer des transmissions de plus en plus longues à des débits de plus en plus importants. De nombreuses découvertes, comme la fibre optique, la diode laser, l'amplificateur à fibre dopée Erbium (EDFA pour Erbium Doped Fibre Amplifier) ou Raman ainsi que les codes correcteurs d'erreurs (FEC pour Forward Error Correcting Codes) ont ainsi permis d'améliorer considérablement les performances des lignes de transmission [1, 2], en terme de capacité [3], comme de longueur de transmission [4].

En plus de ces avancées, on peut noter que la recherche s'est également beaucoup penchée sur le traitement du signal. En effet, au cours de la transmission, il peut être intéressant voire nécessaire de récupérer une fréquence et générer une horloge optique, d'effectuer du multiplexage ou démultiplexage, de réaliser une conversion de longueur d'onde, d'extraire et/ou d'insérer une longueur d'onde dans le réseau, de remettre en forme le signal... Les dispositifs recherchés doivent permettre une grande flexibilité des réseaux, d'importantes capacités de transport de l'information, l'accès aux très hauts débits tout en présentant un faible coût.

Aujourd'hui, le traitement du signal est réalisé via des répéteurs opto-électroniques. Le signal optique transportant l'information est alors converti en signal électrique, puis traité électroniquement pour enfin être converti à nouveau en optique avant de reprendre sa route. Cette double conversion implique une limitation dans les débits de transmission due à la bande passante permise par les composants électroniques. Or, même s'il existe maintenant des récepteurs fonctionnant à 80 Gbit/s [5], débit tout à fait satisfaisant pour les liaisons actuelles, ceux-ci présentent un coût très élevé. De plus, ces répéteurs opto-électroniques sont des fonctions adaptées à un seul débit, limitant ainsi la flexibilité des réseaux.

Ainsi, considérant la demande toujours croissante en termes de transmission des données et la configuration des réseaux actuels, le traitement du signal via des fonctions tout-optiques est une option attractive. Elle pourrait en effet permettre d'accéder à des débits très élevés et également offrir une transparence au débit et ainsi une grande flexibilité. De plus, les avancées en terme d'optique intégrée permettent aux fonctions tout optiques de rivaliser avec les répéteurs en terme de compacité [6]. Or, même si les liaisons à 40 Gbit/s par canal ne sont pas encore installées, la recherche a montré que ces transmissions à des débits très élevés étaient possibles et il est donc indispensable d'étudier la faisabilité de fonctions tout optiques pour le traitement du signal ainsi que leur fiabilité et efficacité à des débits de plus en plus élevés [7, 8].

La régénération tout-optique permet une remise en forme et parfois une resynchronisation des données. Ceci entraîne, en plaçant correctement les fonctions régénératives à des intervalles réguliers le long de la ligne, une augmentation significative de la longueur des transmissions. De plus, la régénération tout-optique laisse présager un fort potentiel quant à l'adaptation aux hauts débits d'information.

Au laboratoire FOTON-ENSSAT où s'est déroulée cette thèse, l'étude de la régénération tout-optique est l'une des thématiques prédominantes [9]. De nombreuses études ont été et sont menées sur l'impact de la régénération tout-optique dans les systèmes de transmission avec notamment les thèses de Laurent Bramerie et Mathilde Gay [10, 11]. Dans ce cadre, le laboratoire dispose de deux boucles à recirculation à pas variable aux débits de 10 Gbit/s et 40 Gbit/s concentrées sur la plate-forme PERSYST. Une autre partie de cette thématique au laboratoire consiste à étudier des fonctions optiques pour la régénération. Ainsi, des fonctions à base de fibres classiques ou spéciales avec la collaboration de la plate-forme PERFOS [12, 13] ou des fonctions à base de micro-résonateurs en forme de micro-sphères ou micro-anneaux [14] sont en

conséquence étudiées. D'autres fonctions à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs font également l'objet d'études au laboratoire. C'est dans cette dernière thématique et faisant suite aux travaux de thèse menés par Vincent Roncin [15], que s'inscrit cette thèse.

L'objectif de cette thèse est donc de contribuer à l'étude d'architectures de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la conversion de longueur d'onde et la régénération de signaux de télécommunications optiques à très hauts débits d'information (40 Gbit/s et plus).

La **première partie** de ce manuscrit est consacrée à la présentation de la problématique dans laquelle s'inscrit cette étude. Elle se compose de trois chapitres qui introduisent progressivement et définissent les différentes notions-clés utilisées dans le domaine des télécommunications optiques et plus particulièrement pour les fonctions de traitement du signal optique que sont la conversion de longueur d'onde et la régénération optique.

Le **chapitre 1** expose le contexte général de l'étude via une description des systèmes de transmission optique actuels. Après une brève présentation des éléments de base d'une ligne de transmission à partir du modèle de la ligne point-à-point, les concepts importants à l'étude sont développés à chaque niveau (émission, transmission, réception). Concernant l'émission du signal de télécommunication, nous expliquons le choix des formats NRZ ou RZ lors de nos travaux. Les principales dégradations subies par le signal au cours de sa transmission sont ensuite décrites. Enfin, nous définissons les différents critères de qualité du signal mesurés à sa réception.

Le **chapitre 2** est consacré aux principes de la conversion de longueur d'onde et de la régénération.

Nous présentons tout d'abord les rôles et intérêts de telles fonctions au sein des réseaux de transmission décrits au chapitre précédent.

Les principes généraux de fonctionnement des convertisseurs en longueur d'onde et des régénérateurs sont ensuite développés. La solution tout-optique est présentée au travers des notions de portes optiques, décrites aussi bien en auto-modulation qu'en modulation croisée. Le cas particulier des régénérateurs optiques est également largement exposé avec l'explication des termes de régénération 1R, 2R et 3R.

Enfin, la problématique de caractérisation des portes optiques pour la conversion de longueur d'onde mais surtout pour la régénération est présentée. Le concept de « fonction caractéristique » est défini pour les cas d'auto-modulation et de modulation croisée mais aussi de régénération 2R et 3R. Les procédés de caractérisation en environnement « système » des capacités régénératives sont ensuite exposés. Nous expliquons alors plus précisément les notions de mesure de pénalité et montrons la nécessité de tester en cascade à l'aide d'une boucle à recirculation les fonctions pour la régénération.

Le **chapitre 3** clôt cette première partie en réalisant un état de l'art sur les techniques de conversion de longueur d'onde et de régénération tout-optique. Les techniques à base d'amplificateurs à semi-conducteurs, de composants en semi-conducteurs à structures quantiques et de fibres sont ainsi classées et décrites. Leurs avantages et inconvénients sont répertoriés, en tenant compte des conclusions du chapitre 2 en termes de caractéristiques requises pour ce type de fonctions. Des techniques plus atypiques sont également présentées. Enfin, un tableau récapitule les particularités des principales techniques étudiées dans la littérature.

La **seconde partie** de ce manuscrit présente plus précisément les différentes études menées et les résultats obtenus au cours de cette thèse. Elle se compose, comme la première partie, de trois chapitres qui sont chacun consacré aux principaux thèmes des travaux de cette thèse.

Le **chapitre 4** est dédié aux amplificateurs à semi-conducteurs, éléments clés des portes optiques étudiées au cours de cette thèse.

Dans un premiers temps, quelques généralités sur ces composants sont rappelées, notamment sur les principes théoriques régissant leur fonctionnement et sur leur structure particulière inspirée de celle de diodes laser. Les équations fondamentales et les modèles numériques utilisés, se basant sur ces équations, sont ensuite présentés.

Dans un second temps, les principes de caractérisation de ces composants sont expliqués. Les bancs de couplage utilisés au cours des expériences menées dans ces travaux sont décrits. Les techniques de caractérisations statique et dynamique sont ensuite exposées.

Le **chapitre 5** présente l'étude d'un régénérateur 3R d'architecture originale basée sur l'association de deux convertisseurs en longueur d'onde à base de SOA : un miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM-SOA) et un double étage de SOA (DSSOA).

Tout d'abord, le contexte et la problématique de l'étude sont présentés puisque ce travail constitue une poursuite d'autres travaux réalisés au laboratoire.

Ensuite le NOLM-SOA puis le DSSOA sont décrits. Leurs principes théoriques de fonctionnement sont montrés et étudiés numériquement puis les dispositifs expérimentaux utilisés sont présentés et caractérisés. Les réglages optimum pour des performances en environnement « système » sont notamment exposés.

Les deux configurations possibles de leur association (DSSOA suivi du NOLM-SOA et inversement) sont ensuite étudiées en environnement « système » et notamment dans des expériences de boucle à recirculation à 10 Gbit/s.

Enfin, une étude approfondie et inédite de la dépendance à la polarisation de ces deux dispositifs est présentée. Nous proposons, pour la première fois, une interprétation originale de la sensibilité à la polarisation d'un convertisseur en longueur d'onde par modulation croisée de gain à base de SOA.

Enfin, le **sixième et dernier chapitre** considère la problématique de la montée en débit en termes d'amélioration de la rapidité des portes optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs.

Ainsi, dans un premier temps, l'étude du temps de récupération du gain de ces composants est menée dans le but d'obtenir son raccourcissement pour des applications compatibles avec les très hauts débits (40 Gbit/s et plus).

Puis, nous présentons brièvement la caractérisation d'un dispositif commercial basé sur l'architecture du NOLM-SOA, conçu pour la régénération optique à 40 Gbit/s.

Nous présentons ensuite une étude détaillée d'un convertisseur en longueur d'onde basé sur l'association d'un SOA et d'un filtre décalé de la longueur d'onde centrale de sonde. Nous déterminons les conditions permettant d'obtenir le meilleur couple {taux de compression, temps de récupération du gain}.

Cette étude aboutit à la réalisation d'un convertisseur en longueur d'onde fonctionnant à 80 Gbit/s et préservant la polarité. Celui-ci est caractérisé via des mesures de taux d'erreur binaire et de profils temporels avec la technique FROG et ce pour différents débits et différentes configurations de filtrage (vers les courtes ou les grandes longueurs d'onde).

- [1] : M. Joindot, « La transmission sur fibre optique et l'évolution des réseaux terrestres », *L'écho des Recherches*, N° 166, pp 5-14, September 1996.
- [2] : I. Kaminow, T. Li, « Optical Fiber telecommunications IV B », Academic Press, 2002.
- [3] : M. Morisaki, H. Sugahara, T. Ito, T. Ono, « 2.65 Tb/s (64x42,7 Gb/s) WDM transmission over 6000 km using all-raman amplified inverse double-hybrid spans », *Photon. Technol. Lett.*, Vol 15, N° 11, 2003.
- [4] : G. Raybon, Y. Su, J. Leuthold, R-J. Essiambre, T. Her, C. Joergensen, P. Steinvurzel, K. Dreyer, K. Feder, « 40 Gbit/s Pseudo-linear transmission over one million kilometers », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit (OFC'02)*, FD10-1, Anaheim Californie (USA), March 2002.
- [5] : K. Schuh, B. Junginger, E. Lach, A. Schlag, « 85.4 Gbit/s ETDM receiver with full rate electronic clock recovery circuit », *European Conference on Optical Communication (ECOC'04)*, Stockholm (Suède), 2004.
- [6] : G. Maxwell, R. McDouglas, R. Harmon, M. Nield, L. Rivers, A. Poustie, F. Gunning, X. Yang, A. D. Ellis, R. Webb, R. Manning, « WDM enabled, 40 Gbit/s hybrid integrated all-optical regenerator », *European Conference on Optical Communication (ECOC'05)*, PD 4.2.2, Glasgow (Ecosse), 2005.
- [7] : O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmefrezol, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, F. Seguinéau, « Optical Regeneration at 40 Gb/s and Beyond », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, N° 11, pp. 2779-2790, November 2003.
- [8] : J. Leuthold, L. Möller, J. Jacques, S. Cabot, L. Zhang, P. Bernasconi, M. Capuzzo, L. Gomez, E. Laskowski, E. Chen, A. Wong-Foy, A. Griffin, « 160 Gbit/s SOA all-optical wavelength converter and assessment of its regenerative properties », *Electron. Lett.*, Vol. 40, N° 9, 2004.
- [9] : J. C. Simon, L. Bramerie, F. Ginovart, V. Roncin, M. Gay, S. Fève, E. Le Cren, M. L. Chares, « All-optical regeneration techniques », *Annales des télécommunications*, tome 58, N° 11-12, pp 1708-1724, 2003.
- [10] : L. Bramerie, « Etude de la régénération optique dans les systèmes de transmission à très haut débit », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Décembre 2004.
- [11] : M. Gay, « Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Février 2006.
- [12] : L. Brilland, F. Smektala, G. Renversez, T. Chartier, J. Troles, T. Nguyen, N. Traynor, A. Monteville, « Fabrication of complex structures of Holey Fibers in Chalcogenide glass », *Opt. Express*, Vol. 14, pp. 1280-1285, February 2006.
- [13] : T. Nguyen, M. Gay, L. Bramerie, T. Chartier, J. C. Simon, M. Joindot, « Noise reduction in 2R-regeneration technique utilizing self-phase modulation and filtering », *Opt. Express*, Vol. 14, pp. 1737-1747, March 2006.
- [14] : Y. Dumeige, L. Ghisa, P. Féron, « Integrated all-optical pulse restoration with coupled nonlinear microring resonators », *Optics Lett.*, Vol. 31, N° 14, pp. 2187-2189, July 2006.
- [15] : V. Roncin, « Contribution à l'étude de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la régénération des signaux de télécommunications à très haut débit », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Avril 2004.

Partie I

Principe et état de l'art de la conversion de longueur d'onde et de la régénération tout-optique

Introduction

Cette partie présente quelques généralités sur les systèmes de transmissions optiques ainsi que les deux processus optiques de traitement du signal étudiés au cours de cette thèse : la conversion de longueur d'onde et la régénération. Elle a pour but de décrire le contexte de l'étude menée lors de ces trois années et de rappeler les définitions et principes importants qui interviendront tout au long du manuscrit.

Dans un premier chapitre, nous décrirons donc le principe des systèmes de transmission optique. Outre une présentation des différents formats de modulation existant, nous expliquerons le choix des formats NRZ (« Non Return to Zero ») mais surtout RZ (« Return to Zero ») pour les travaux réalisés dans cette thèse. Nous développerons ensuite les différentes dégradations que subit le signal au cours de sa propagation. Ces dégradations peuvent être dues à des phénomènes linéaires ou non-linéaires. Au cours de cette thèse, nous n'avons travaillé que sur des lignes de transmission dites « quasi-linéaires », c'est-à-dire où les effets non-linéaires sont négligeables et ainsi où le bruit d'émission spontanée amplifiée est le paramètre principal limitant les performances. Ainsi, dans ce paragraphe, nous nous concentrerons plus précisément sur les dégradations dues aux phénomènes linéaires mais nous évoquerons tout de même les principaux phénomènes non-linéaires dégradants. Enfin, nous définirons les paramètres permettant de juger de la qualité d'une transmission.

Dans le second chapitre, nous nous concentrerons sur les deux processus optiques de traitement du signal que sont la conversion de longueur d'onde et la régénération. Ces deux processus peuvent être réalisés par des répéteurs optoélectroniques à l'aide d'une conversion du signal dans le domaine électrique. Dans ce cas, les signaux de commandes du processus sont des signaux électriques et non optiques. Le but de cette thèse était de concevoir, réaliser et caractériser des fonctions tout-optiques, c'est-à-dire ne répondant qu'à des signaux optiques, pour le traitement du signal. Ainsi, dans cette partie, nous nous intéresserons plus précisément à la régénération dite « tout-optique » et la conversion optique de longueur d'onde.

Les dispositifs tout-optiques en jeu sont basés sur l'auto-modulation ou la modulation croisée, processus physiques qui seront donc présentés en premier lieu. Ensuite, nous décrirons plus précisément le principe de la conversion de longueur d'onde et de la régénération tout-optique du signal. Enfin, nous expliquerons les techniques de caractérisation de ces types de fonctions.

Dans le troisième chapitre, nous aborderons les différentes techniques sur lesquelles sont basées les diverses fonctions tout-optiques pour la conversion de longueur d'onde mais surtout pour la régénération. Le but de cette partie n'est pas de réaliser une description exhaustive des divers dispositifs existant mais de présenter les principaux principes physiques qu'ils utilisent et de lister les différentes performances et avancées réalisées ces dernières années afin d'aboutir à un état de l'art.

Chapitre 1

Les systèmes de transmission

L'optique offrant la possibilité d'accès à des débits très élevés et de grandes capacités de transport de l'information, les télécommunications optiques se sont tout naturellement imposées dans le monde de la transmission des données. Différents types de liaisons, terrestres ou sous-marines, adaptées aux demandes en termes de distance et de capacité, couvrent maintenant notre globe. On distingue les réseaux dits « longues et très longues distances », « métropolitains » ou d'« accès » [1].

Les lignes des réseaux longues distances (Long Haul), d'une longueur comprise entre 150 et 700 km, permettent de relier des villes ou des régions ; les réseaux très longue distance assurent les liens entre les états grâce à leurs lignes de 700 à 1500 km (Very Long Haul) ou supérieures à 1500 km (Ultra Long Haul). Le réseau métropolitain quant à lui permet le transport de l'information au sein même d'une ville ou d'une métropole. Enfin, le réseau d'accès est celui dont les lignes peuvent aller jusqu'à l'utilisateur.

1.1 Description d'une ligne de transmission

Les réseaux longues et très longues distances, terrestres ou sous-marins sont formés de lignes de transmission optique dites « point-à-point ». Les réseaux métropolitains ou d'accès reposent quant à eux sur des lignes d'architectures plus complexes présentant des nœuds de routages où diverses informations issues de plusieurs lignes se rejoignent. Les réseaux de télécommunications optiques impliquent ainsi une grande diversité dans les possibles configurations de traitement du signal. En effet, les processus comme la régénération tout-optique et la conversion de longueur d'onde peuvent donc avoir lieu le long d'une ligne point-à-point mais également au niveau de nœuds de routage. En premier lieu, la recherche en télécommunication optique se concentre sur la possible insertion de fonctions tout-optiques de traitement du signal sur les lignes point-à-point. Ceci ne correspond donc pas entièrement à la réalité des réseaux mais permet une première étape de validation de telles fonctions.

Ainsi, nous présentons, dans ce paragraphe, le principe d'une ligne de transmission par la description d'une ligne point-à-point. Comme on peut le voir sur le schéma de la Figure 1.1 représentant une telle liaison, elle se compose d'un bloc d'émission, d'une ligne de transport de l'information et enfin d'un bloc de réception [2].

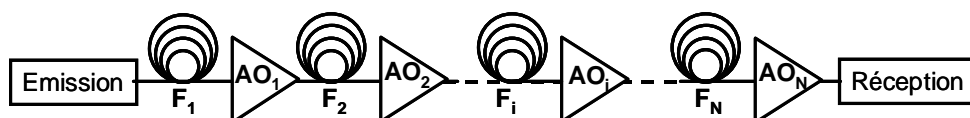


Figure 1.1: Schéma d'une liaison optique point-à-point.

À l'émission, un signal optique va être généré et modulé à partir d'un signal électrique numérique, c'est-à-dire constitué d'éléments binaires '1' et '0' appelés « bits » ou « symboles ». L'enchaînement de ces symboles numériques, appelé séquence de bits, constitue l'information à transmettre. Un signal optique numérique à un certain débit est alors obtenu. Le débit d'information, qui exprime le nombre de bits transmis en une seconde et dont la dimension est ainsi le bit/s, correspond en fait à la fréquence de la séquence de bits. Chaque symbole a en effet une durée élémentaire appelée « temps bit » (T_{bit}) qui est égale à l'inverse de la fréquence de la séquence et donc du débit d'information.

Les données sur porteuse optique sont ensuite transportées par une alternance de tronçons de fibre optique (Fi) et d'amplificateurs optiques (AOi). Sur cette ligne de transport peuvent s'insérer également des fonctions de traitement du signal, comme nous l'avons expliqué précédemment. Enfin, en réception, le signal optique est détecté et l'information transportée retranscrite électroniquement.

1.2 Codage du signal à l'émission

Comme nous l'avons vu dans la description de la liaison point-à-point, le signal optique émis est une succession de symboles '1' et '0' qui forment l'information à transmettre. Pour générer cette séquence optique, plusieurs techniques de codage de l'information peuvent être utilisées : on distingue surtout les codages via modulation de l'amplitude (ASK pour Amplitude Shift Keying), via modulation en fréquence (FSK pour Frequency Shift Keying) et ceux via modulation de phase (PSK pour Phase Shift Keying) [3].

Lorsqu'une séquence de bits est obtenue par codage ASK, elle se caractérise par la présence ou non de lumière si le symbole est respectivement un '1' ou un '0'. Dans le cas d'un codage FSK ou PSK, la différence entre les symboles '1' et '0' réside dans un changement respectivement de fréquence ou de phase du signal. Les techniques de codage ASK sont les plus utilisées dans les réseaux actuels même si les techniques de modulation de phase via le format DPSK (Differential Phase Shift Keying) entre autres [4, 5] ou des formats combinant deux types de modulations comme le RZ-DPSK [6] ont permis d'obtenir de belles performances au niveau de la recherche. Cependant, l'intérêt pour ce type de formats est relativement récent (2002) ainsi les recherches au laboratoire, et donc les travaux de cette thèse, se sont concentrées sur le format de modulation d'amplitude et parmi eux les plus connus que sont les formats RZ (Return to Zero) et NRZ (Non Return to Zero). On peut cependant faire remarquer que de nouveaux formats dérivés, comme le CSRZ (Carrier Suppress Return to Zero), ont montré des performances intéressantes [7,8].

1.2.1 Format NRZ (Non Return to Zero)

Le format NRZ est celui le plus utilisé dans les réseaux de télécommunications actuels. Il est donc intéressant d'étudier en laboratoire des fonctions compatibles avec ce format.

Comme pour tout format d'amplitude, un symbole '1' correspond à la présence de lumière et un symbole '0' à son absence. Plus précisément dans le cas du format NRZ, à chaque bit correspond un niveau continu. Ainsi, lorsque deux (ou plus) symboles identiques se suivent, le signal reste au même niveau continu. Il n'y a donc pas de retour à zéro entre deux '1' successifs d'où le nom de ce format. Un exemple de séquence de bits codée au format NRZ est représenté sur la Figure 1.2(a) et le spectre d'un tel signal apparaît sur la Figure 1.2(b).

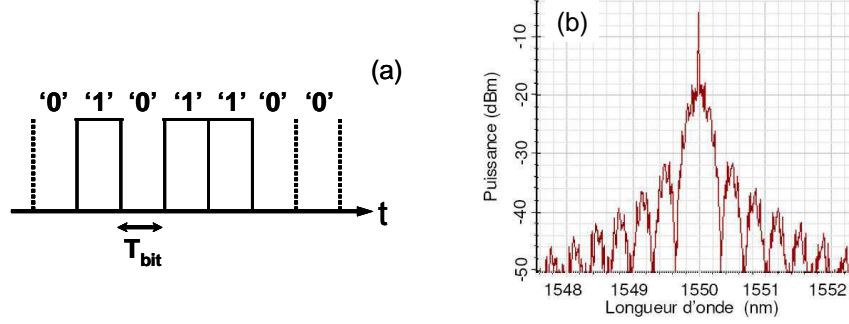


Figure 1.2 : Représentation temporelle (a) et spectrale (b) d'un signal codé au format NRZ.

1.2.2 Format RZ (Return to Zero)

Le format RZ est le format le plus robuste vis-à-vis des effets non-linéaires et de la dispersion de mode de polarisation (PMD pour Polarization Mode Dispersion) [9]. Il est donc le format choisi pour les transmissions solitoniques [10]. De plus, ce format est propice au multiplexage temporel [11], comme nous le verrons dans la suite de ce paragraphe. Ainsi, le format RZ apparaît comme le format de modulation de type ASK le mieux adapté aux transmissions haut débit [12].

Un signal codé au format RZ est formé d'impulsions correspondant aux symboles '1' et d'absence d'impulsion pour les symboles '0'. Ainsi, deux '1' successifs seront codés par l'enchaînement de deux impulsions. Il y a donc, contrairement au format NRZ, un « retour au niveau zéro » entre deux '1' successifs, d'où le nom de ce format. La Figure 1.3 présente le signal de la Figure 1.2 mais cette fois-ci codé au format RZ (a) ainsi que le spectre de ce signal RZ (b).

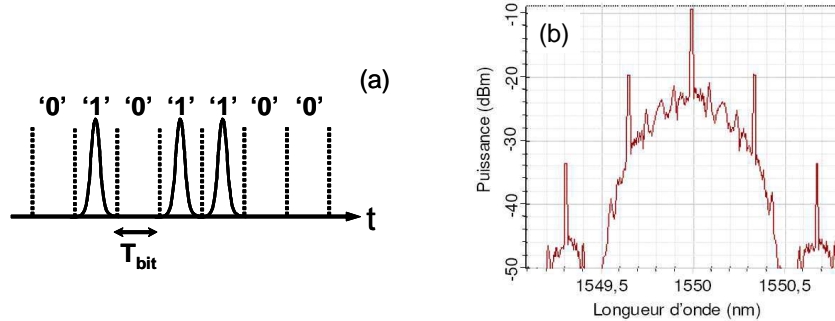


Figure 1.3 : Représentation temporelle (a) et spectrale (b) d'un signal codé au format RZ.

En regardant la Figure 1.3(a), on peut aisément comprendre que les impulsions du format RZ doivent avoir une largeur à mi-hauteur inférieure au temps bit. Dans le cas contraire, des recouvrements entre symboles auront lieu et rendront difficile voire impossible une détection de l'information sans erreur. Par contre, en utilisant des impulsions très courtes par rapport au temps bit, les effets de recouvrements entre symboles survenant par dégradation du signal pourront être limités mais surtout il sera possible de placer plusieurs impulsions dans un même temps bit et ainsi augmenter le débit par technique de multiplexage temporel optique (OTDM pour Optical Time Division Multiplexing).

On peut faire remarquer au lecteur que cette technique ne doit pas être confondue avec la technique de multiplexage temporel électrique (ETDM pour Electrical Time Division Multiplexing). Dans le premier cas (OTDM), la porteuse optique est codée via un signal électrique à un certain débit (par exemple 10 Gbit/s) et les impulsions optiques obtenues sont

ensuite dupliquées autant de fois que possible dans le temps bit. On obtient alors un signal optique à un débit supérieur (par exemple 40 ou 160 Gbit/s). Dans le second cas (ETDM), le multiplexage se fait électroniquement, c'est-à-dire que le signal dupliqué pour augmenter le débit est cette fois-ci le signal électrique. La porteuse optique est ensuite codée via le signal électrique au débit déjà élevé. L'OTDM présente comme avantage, en comparaison à l'ETDM, de ne pas être limité par la bande passante des composants électroniques (qui ne dépassent pas à l'heure actuelle les 80 GHz). Cependant, l'ETDM est tout de même très utilisé car le signal optique initial correspond exactement au signal optique transmis (notamment du point de vue spectral) et cette technique est réalisable avec tout type de format. Ainsi, l'ETDM est utilisé au maximum de la possibilité des composants électroniques et est assisté de l'OTDM pour l'accès aux très hauts débits d'information (≥ 160 Gbit/s).

Enfin, nous pouvons également parler de l'autre technique de multiplexage, le WDM (Wavelength Division Multiplexing), qui consiste en un multiplexage non plus temporel mais en longueur d'onde. Dans ce cas, les informations sont codées sur différentes porteuses optiques à différentes longueurs d'onde qui sont transportées en même temps dans une même fibre optique. La technique WDM est ainsi en théorie compatible avec tous les types de formats.

1.3 Dégradations lors du transport du signal

Une fois le signal optique codé émis, il est transporté via une chaîne d'éléments composée essentiellement de tronçons de fibre optique et d'amplificateurs optiques, comme nous l'avons vu au paragraphe 1.1. Or, au cours de ce transport, le signal subit diverses dégradations.

1.3.1 Atténuation dans la fibre

La fibre optique s'est imposée comme le meilleur moyen de transport de l'information au vu de sa robustesse, ses propriétés mécaniques de résistance aux torsions et tractions, sa faible épaisseur mais surtout sa faible atténuation. Cette dernière induit effectivement des pertes minimales en comparaison de celles induites par les câbles coaxiaux en cuivre. Cependant, elle n'est pas nulle et peut donc devenir pénalisante pour de longues distances de propagation.

Le coefficient d'atténuation linéique est le paramètre qui caractérise cette atténuation ; il est défini, en fonction de la longueur L de la fibre et les puissances en entrée et en sortie de celle-ci (respectivement P_{in} et P_{out}) via la formule suivante et s'exprime en décibel par kilomètre (dB/km) :

$$\alpha_{dB} = \frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (1.1)$$

L'atténuation de la fibre a plusieurs origines [13]. Elle est essentiellement due à l'absorption intrinsèque de la silice, matériau dont est essentiellement fait la fibre, et à la diffusion Rayleigh, diffusion sur les inhomogénéités du verre, principalement dues aux variations de dopants utilisés pour créer les différences d'indice entre le cœur et la gaine de la fibre. A cela s'ajoute l'absorption par des impuretés présentes dans la fibre, majoritairement les ions des métaux de transitions et les ions OH⁻, absorption cependant minime dans les fibres actuelles qui ont une très faible teneur en impuretés. Enfin, l'atténuation est également due à des pertes d'ordre mécanique : courbures, micro-courbures ou fluctuations du diamètre de la fibre (zones où des rayons lumineux peuvent ne plus satisfaire la condition de réflexion totale et où des modes peuvent ne plus répondre à la condition de dispersion et ainsi ne plus être guidés) mais aussi épissures (zones de jonctions entre la fibre et un autre élément de la liaison donnant lieu à de la diffusion ou de la réflexion).

L'atténuation étant due à des phénomènes d'absorption et de diffusions, le coefficient linéique dépend par conséquent de la longueur d'onde. La Figure 1.4 représente le spectre de l'atténuation d'une fibre optique monomode [14]*.

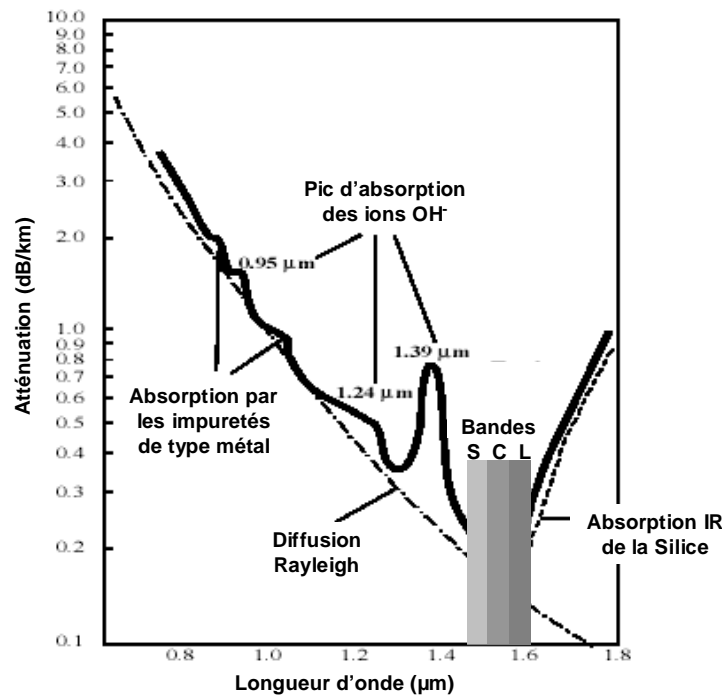


Figure 1.4 : Spectre d'atténuation d'une fibre optique standard de Silice.

Cette figure met en évidence une zone minimale d'atténuation autour de 1,55 µm qui explique le choix de cette longueur d'onde pour les applications de télécommunications optiques. Ainsi, dans cette fenêtre spectrale, appelée « bande S » de 1460 nm à 1530 nm, « bande C » de 1530 nm à 1565 nm et « bande L » jusqu'à 1625 nm, le coefficient linéique atteint sa valeur minimale de 0,2 dB/km. Ceci correspond en effet à une très faible atténuation mais engendre par exemple des pertes de 20 dB pour 100 km de propagation. D'après ces chiffres, on comprend que l'atténuation de la fibre est source de dégradation.

1.3.2 Dispersion Chromatique

Un signal optique réel se caractérise par une certaine largeur spectrale, ce qui signifie qu'il n'est pas purement monochromatique mais se compose de plusieurs composantes spectrales (c'est-à-dire plusieurs fréquences ou longueurs d'onde). Or, comme l'indice de réfraction d'un milieu, telle la fibre optique, dépend de la longueur d'onde du signal qui le parcourt, les composantes spectrales de ce signal vont s'y propager à des vitesses différentes. Elles sont donc retardées les unes par rapport aux autres ce qui induit le caractère dit « dispersif » de la fibre. On parle alors d'effets de la dispersion chromatique, ou GVD pour Group Velocity Dispersion.

Dans le domaine des télécommunications optiques, les signaux sont formés d'impulsions plus ou moins larges confinées dans leur temps bit. Les différentes composantes spectrales de ces impulsions sont donc décalées temporellement par effet de la dispersion chromatique. Certaines fréquences se retrouvent ainsi à l'avant de l'impulsion, d'autres à l'arrière. Il s'opère alors un élargissement temporel des impulsions du signal. Ces effets sont représentés sur la Figure 1.5.

* Notons que cette figure, bien connue, a ici été obtenue en exploitant une figure issue de [14].

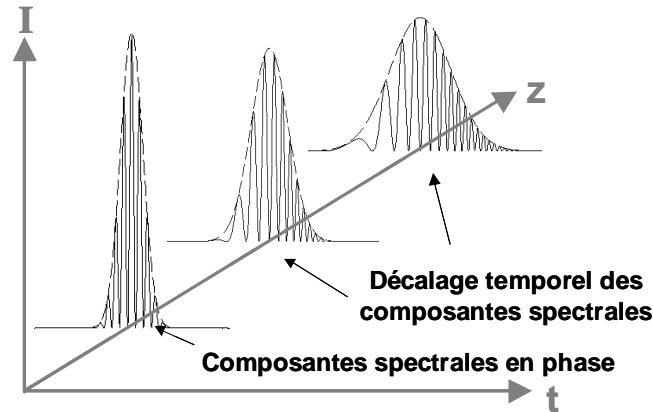


Figure 1.5 : Effets de la dispersion chromatique sur une impulsion.

Lorsque l'élargissement dû à la dispersion rend les largeurs à mi-hauteur des impulsions supérieures à leur temps bit, il en résulte des recouvrements entre bits que l'on appelle « interférences entre symboles » (IES).

Il est donc nécessaire de connaître les retards entre les différentes composantes spectrales pour pouvoir connaître l'impact de la dispersion chromatique sur un signal de transmission. On utilise ainsi le paramètre de dispersion exprimé en fonction de la longueur d'onde (D_λ). Il représente la différence de temps de propagation en picosecondes (ps) accumulée sur 1 km pour deux longueurs d'onde espacées de 1 nm et s'exprime donc en ps/nm/km :

Ce paramètre permet de déduire la longueur au bout de laquelle la dispersion chromatique devient critique pour une transmission optique. Cette longueur est appelée la longueur de dispersion et est définie par :

$$L_D = \frac{T_{bit}}{D_\lambda \cdot \Delta\lambda} \quad (1.2)$$

où T_{bit} est le temps bit du signal de télécommunication, inverse du débit d'information, et $\Delta\lambda$ la largeur spectrale du signal.

Cette longueur caractérise donc la distance que peut parcourir un signal dans une fibre optique pour que la largeur à mi-hauteur des impulsions de ce signal ne dépasse pas le temps bit imposé par le débit.

Comme nous l'avons expliqué, le paramètre de dispersion dépend de la longueur d'onde et peut alors être tracé en fonction de celle-ci pour tout type de fibre, comme par exemple sur la Figure 1.6 pour la fibre monomode standard (dites SMF pour Single Mode Fibre).

On voit sur cette figure que la dispersion chromatique peut se décomposer comme la somme d'une dispersion dite « du matériau », D_m , et d'une dite « du guide », D_g , ce qui caractérise respectivement le fait qu'à la fois l'indice et la constante de propagation du signal dépendent de la longueur d'onde. Ainsi, en changeant l'une ou l'autre de ces deux composantes de la dispersion chromatique, comme par exemple en utilisant des dopants ou en jouant sur le profil d'indice ou bien en choisissant une autre géométrie du guide comme dans le cas des fibres à trous, on peut obtenir des fibres ayant des courbes de dispersion différentes de celle de la fibre standard.

Ceci a conduit par exemple aux fibres DSF pour Dispersion Shifted Fibre ou NZ-DSF pour Non Zero Dispersion Shifted Fibre qui ne présentent pas ou peu de dispersion chromatique à la longueur d'onde de 1,55 μm (contrairement à la fibre SMF dont la dispersion est de 17 ps/nm/km comme on peut le voir sur la figure).

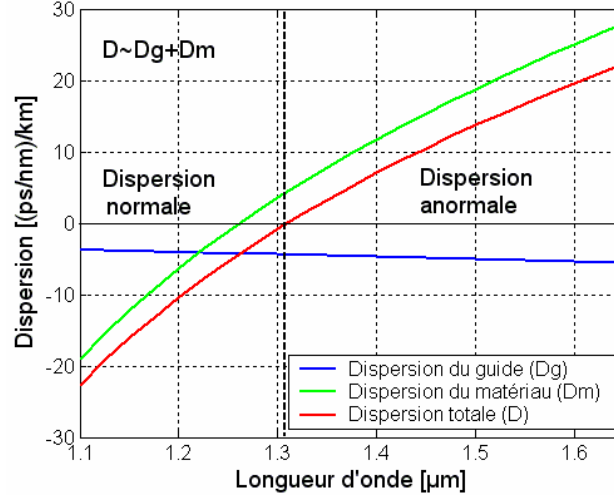


Figure 1.6 : Dispersion chromatique d'une fibre standard de télécommunication optique.

Cette figure montre également qu'il existe deux zones de dispersion chromatique : une zone où $D_\lambda < 0$ ($D_\omega = \beta_2 > 0$), dite régime de dispersion « normale » et une zone où $D_\lambda > 0$ ($D_\omega = \beta_2 < 0$), dite régime de dispersion « anormale ». Dans le premier cas, les composantes spectrales correspondant aux basses fréquences (aux grandes longueurs d'onde) ont des vitesses de phase plus grandes et se déplacent donc vers l'avant de l'impulsion alors que dans le second cas, ce sont les hautes fréquences (courtes longueurs d'onde) qui sont les plus rapides. Dans les deux cas de figure, la dispersion chromatique engendre un élargissement temporel des impulsions car elle propulse certaines composantes spectrales à l'avant de l'impulsion et d'autres à l'arrière.

Cependant, il est intéressant de connaître le régime de dispersion d'une fibre pour pouvoir compenser l'élargissement engendré. En effet, en utilisant une fibre dite « à compensation de dispersion », ou DCF pour Dispersion Compensated Fibre, il est possible de compresser les impulsions précédemment élargies par une fibre. Pour cela, il suffit de choisir une fibre dont la dispersion, D_{DCF} , est de signe opposé à la dispersion, D , dont l'effet doit être compensé et de choisir la longueur, L_{DCF} , de cette nouvelle fibre telle que :

$$L \cdot D = L_{DCF} \cdot D_{DCF} \quad (1.3)$$

où L est la longueur de la première fibre dont les effets de dispersion doivent être compensés.

Ainsi, pour pallier les dégradations du signal dues à la dispersion chromatique, des tronçons de fibres DCF sont régulièrement insérés dans les lignes de transmissions optiques. On parle alors de lignes de transmission à gestion de dispersion chromatique.

1.3.3 Dispersion de mode de polarisation

Dans la théorie, la fibre optique idéale est un milieu à symétrie de révolution. Cependant, en pratique, il existe une biréfringence résiduelle due à des imperfections de la fibre, comme une ellipticité du cœur, ou à des contraintes mécaniques imposées par l'environnement, comme des courbures, des torsions, des compressions, ... Cette biréfringence se traduit par une différence de l'ordre de 10^{-7} à 10^{-5} entre les indices effectifs des deux axes privilégiés de propagation dans la fibre ce qui est relativement faible. Cependant les différents modes de polarisation dans la fibre, se décomposant suivant les deux axes orthogonaux privilégiés, vont se propager selon des vitesses de groupe différentes. C'est ce que l'on appelle la dispersion de mode de polarisation ou PMD pour Polarization Mode Dispersion. Il en résulte un écart entre les différents temps de

propagation entre les deux modes principaux de polarisation. Celui-ci est appelé retard de temps de groupe, DGD pour Differential Group Delay, et s'exprime à partir de la formule suivante :

$$\Delta\tau = L \frac{\Delta n_{\text{eff}}}{c} \quad (1.4)$$

où L est la longueur de fibre, Δn_{eff} est la différence d'indice effectif, c'est-à-dire la biréfringence et c la célérité de la lumière.

Ce retard induit une déformation temporelle du signal pouvant conduire à un dédoublement de l'impulsion, comme on peut le voir sur la Figure 1.7, et donc à des interférences entre symboles.

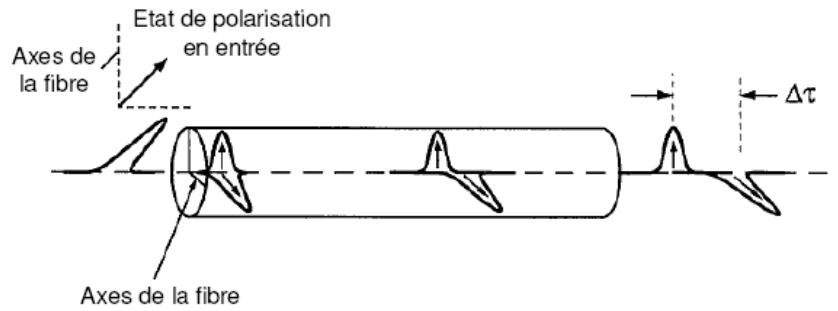


Figure 1.7 : Déformation temporelle d'une impulsion optique subissant la dispersion de mode de polarisation (PMD).

Cette dispersion est très difficile à compenser car elle a un caractère totalement aléatoire. En effet, les différentes contraintes que subit la fibre et ses imperfections varient sur toute sa longueur. Sa biréfringence va ainsi varier et ses axes principaux de polarisation ne vont cesser de tourner. Pour quantifier la PMD sur les lignes de transmission des systèmes actuels, il a été montré que les valeurs de DGD suivent une distribution maxwellienne [15]. La PMD peut alors s'exprimer en fonction de la valeur moyenne du DGD dans le temps et de la racine carrée de la longueur de fibre :

$$PMD = \frac{\langle \Delta\tau \rangle}{\sqrt{L}} \quad (1.5)$$

Ainsi, la PMD se traduit également par une gigue temporelle, c'est-à-dire un décalage aléatoire de la position temporelle des symboles au sein de leurs temps bit [16]. De plus, celle-ci va dégrader d'autant plus le signal que le débit sera élevé. Les fibres optiques actuelles ont cependant une très faible PMD, de l'ordre de $0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$, et permettent ainsi des transmissions jusqu'à 10 Gbit/s sans que la PMD ne soit pénalisante. Néanmoins, dès 40 Gbit/s, la PMD peut devenir un facteur limitant [17] et son étude ainsi que la mise en œuvre de solutions pour pallier ses effets deviennent de plus en plus difficiles [18].

1.3.4 Effets non-linéaires

La fibre optique standard est un milieu non-linéaire pour le champ incident. Cependant, il est possible, en respectant certaines conditions, de réaliser des transmissions dites « quasi-linéaires », où les effets non-linéaires sont négligeables. Les études sur l'impact de fonctions optiques de traitement du signal sur ce type de transmissions constituent une première étape de

validation des performances de telles fonctions. Cependant, dans les systèmes de télécommunication optique actuels, du fait des puissances de signaux transportés, du petit diamètre de cœur de la fibre et de la longueur des transmissions, des interactions non-linéaires entre le signal et le milieu peuvent donner lieu à la génération de nouvelles fréquences. Ainsi de nombreux effets non-linéaires peuvent devenir des sources de dégradations du signal : l'auto-modulation de phase, la modulation de phase croisée, le mélange à quatre ondes, les effets Raman ou Brillouin, ... [19]

Dans ce paragraphe, nous ne décrivons que l'auto-modulation de phase et le mélange à quatre ondes, deux effets non-linéaires qui peuvent être exploités pour réaliser des fonctions optiques de traitement du signal, aussi bien à base de fibre que de dispositifs à semi-conducteurs

L'auto-modulation de phase et le mélange à quatre ondes sont deux effets consécutifs à l'effet Kerr qui désigne la modulation de l'indice de réfraction par l'intensité optique selon la formule suivante :

$$n = n_0 + n_2 \cdot |E|^2 \quad (1.6)$$

où E est le champ du signal et donc $|E|^2$, l'intensité optique ; n_0 est l'indice de réfraction linéaire du milieu et n_2 l'indice de réfraction non-linéaire (en m^2/W).

1.3.4.1 Auto-modulation de phase

L'auto-modulation de phase, ou SPM pour Self Phase Modulation, correspond à une variation de la phase du champ électrique de l'onde guidée dans la fibre. En effet, comme la phase est proportionnelle à l'indice, la modification de celui-ci par effet Kerr induit une contribution non-linéaire de la phase du champ définie par :

$$\Phi_{NL}(z, t) = \gamma \cdot |a(z, t)|^2 \cdot z \quad (1.7)$$

où z et t sont les paramètres d'espace et de temps, $a(z, t)$ est l'enveloppe lentement variable du champ E et γ (en W/m) est le coefficient non-linéaire de la fibre qui se définit par :

$$\gamma = \frac{n_2 \cdot \omega_0}{c \cdot A_{eff}} \quad (1.8)$$

où ω_0 est la pulsation et A_{eff} l'aire effective du mode dans la fibre.

Or, la variation de fréquence instantanée par rapport à la fréquence centrale s'écrit :

$$\delta\omega = \omega(t) - \omega_0 = -\frac{\partial \Phi_{NL}}{\partial t} \quad (1.9)$$

Ceci signifie que l'auto-modulation de phase induit un décalage temporel des fréquences présentes dans les impulsions. De plus, elle provoque la génération de nouvelles fréquences dans le spectre du signal [20]. Ainsi, les fréquences présentes au sein même des impulsions ne sont donc plus en phase, comme le traduit le déphasage non-linéaire introduit en (1.7). On dit alors que les impulsions présentent du « chirp ».

Comme l'effet Kerr responsable de ce phénomène est proportionnel à l'intensité optique et que la phase non-linéaire est quant à elle proportionnelle à la distance, plus ces deux paramètres sont élevés, plus les fréquences créées vont être éloignées de la fréquence centrale d'origine et en conséquence, plus le spectre du signal sera élargi.

La Figure 1.8 met en évidence l'effet de la modulation de phase sur un signal modulé à 20 MHz, de puissance crête 165 W parcourant une longueur de 60 km de fibre à dispersion décalée (DSF). Le spectre de gauche est celui du signal en entrée et le spectre de droite en sortie. Dans ce cas, on voit très nettement la génération de nouvelles basses fréquences (grandes longueurs d'onde) dans le spectre du signal.

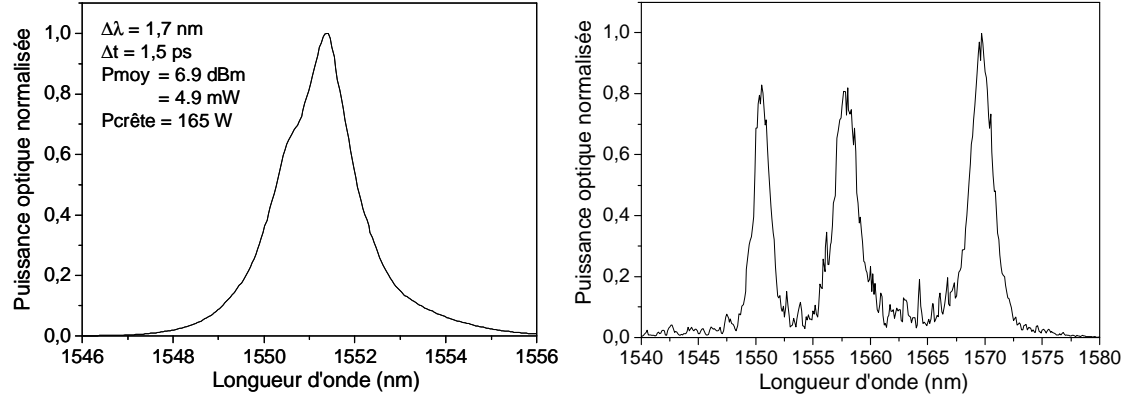


Figure 1.8 : Mise en évidence expérimentale de la création de nouvelles fréquences via auto-modulation de phase (SPM) dans une fibre.

A gauche, spectre du signal d'origine; à droite, spectre du signal après 60 km de fibre DSF.

D'après cette figure, on peut facilement comprendre que l'auto-modulation de phase consiste en une dégradation des signaux de télécommunication optique, surtout dans le cas de transmission WDM où les nouvelles fréquences générées vont venir parasiter les canaux adjacents.

De plus, de manière générale, l'auto-modulation de phase déplace les basses fréquences à l'avant des impulsions et les hautes fréquences en queue d'impulsions. Ainsi, selon la dispersion de la fibre dans laquelle aura lieu le phénomène, les effets de l'auto-modulation de phase et la dispersion chromatique se compenseront (si $D > 0$) ou s'ajouteront (si $D < 0$). En effet, nous rappelons qu'une dispersion normale ($D < 0$) a pour effet de répartir les fréquences d'une impulsion de la même manière que l'auto-modulation de phase (basses fréquences à l'avant et hautes fréquences à l'arrière de l'impulsion), ainsi les deux effets combinés provoquent un important élargissement temporel des impulsions du signal. Par contre, dans le cas de la dispersion anormale ($D > 0$), les basses fréquences se propagent moins vite dans la fibre que les hautes fréquences, les deux effets vont donc se compenser périodiquement et un régime solitonique est alors créé [21, 22].

1.3.4.2 Mélange à quatre ondes

Le mélange à quatre ondes, où FWM pour Four Wave Mixing, est un autre phénomène non-linéaire de la fibre optique dû à l'effet Kerr. Il s'agit d'un processus paramétrique également à l'origine de la génération de nouvelles fréquences qui se manifeste lorsque plusieurs porteuses optiques se propagent simultanément dans une fibre. Il apparaît donc dans les systèmes de télécommunication WDM où deux canaux adjacents vont interagir [23, 24].

Le processus de mélange à quatre ondes a lieu lorsque deux ondes aux pulsations respectives ω_1 et ω_2 interagissent pour créer deux ondes dites « conjuguées » aux pulsations ω_{c1} et ω_{c2} telles que :

$$\omega_1 + \omega_2 = \omega_{c1} + \omega_{c2} \quad (1.10)$$

L'expression des champs conjugués est alors de la forme :

$$E_{ci} = E_{0ci} \cdot \exp j(\omega_{ci}t - k_{ci}z) \quad (1.11)$$

$$\text{avec } \begin{cases} E_{0c1} = E_{01}^2 \cdot E_{02} \\ E_{0c2} = E_{02}^2 \cdot E_{01} \end{cases} \quad (1.12) \quad \text{et} \quad \begin{cases} \omega_{c1} = \omega_1 + \Omega \\ \omega_{c2} = \omega_2 - \Omega \end{cases} \quad (1.13)$$

où $E_{01,2}$ sont les composantes lentement variables des champs initiaux interagissant, k_{ci} les vecteurs d'onde et $\Omega = \omega_2 - \omega_1$, l'écart entre les pulsations de ces ondes d'origine.

La Figure 1.9 montre deux exemples de génération de nouvelles fréquences via mélange à quatre ondes, ici dans une fibre DSF.

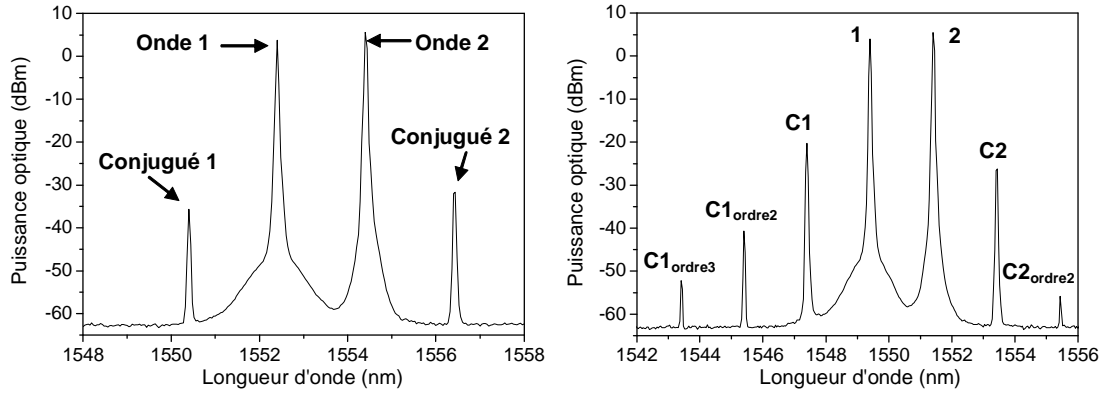


Figure 1.9 : Mise en évidence expérimentale du mélange à quatre ondes dans une fibre.

Cette figure permet de mettre en évidence la notion d'efficacité du mélange à quatre ondes. En effet, sur la figure de droite, on a réussi à obtenir des conjugués d'ordre 2 et 3, c'est-à-dire issus de l'interaction entre une onde d'origine et un conjugué ou entre deux conjugués, alors que sur la figure de gauche, nous n'observons qu'un « simple » FWM.

L'efficacité du mélange à quatre ondes s'exprime selon la formule suivante :

$$\eta = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta k^2} \left[1 + 4 \exp(-\alpha L) \frac{\sin^2(\Delta k L / 2)}{1 - \exp(-\alpha L)} \right] \quad (1.14)$$

où : α est le coefficient d'atténuation linéique de la fibre, L est la longueur de fibre et Δk est le facteur d'accord de phase qui se définit par :

$$\Delta k = k_{c1} + k_{c2} - k_1 - k_2 = \frac{n_{c1}\omega_{c1} + n_{c2}\omega_{c2} - n_1\omega_1 - n_2\omega_2}{c} \quad (1.15)$$

Ainsi, le mélange à quatre ondes est d'autant plus efficace que le facteur d'accord de phase se rapproche de zéro, c'est-à-dire que la condition d'accord est réalisée.

Plus généralement, on définit la condition d'accord de phase d'après la formule suivante :

$$\kappa = \Delta k_M + \Delta k_W + \Delta k_{NL} = 0 \quad (1.16)$$

Δk_M est la contribution de l'accord de phase dépendant de la dispersion du matériau qui peut se définir d'après la formule (1.15),

Δk_W est la contribution de l'accord de phase dépendant de la dispersion du guide qui se définit par la formule suivante :

$$\Delta k = \frac{\Delta n_{c1}\omega_{c1} + \Delta n_{c2}\omega_{c2} - \Delta n_1\omega_1 - \Delta n_2\omega_2}{c} \quad (1.17)$$

Δk_{NL} est la contribution de l'accord de phase dépendant des effets non-linéaires qui se définit par :

$$\Delta k_{NL} = \gamma(P_1 + P_2) \quad (1.18)$$

où P_1 et P_2 sont les puissances des signaux d'origine interagissant.

Dans les systèmes de télécommunications WDM où le mélange à quatre ondes peut avoir lieu, la fibre monomode est majoritairement utilisée. Ainsi, la dispersion du guide est négligeable devant la dispersion du matériau et les effets non-linéaires. L'accord de phase a donc lieu lorsque Δk_{NL} et Δk_M s'annulent. C'est le cas lorsque la fibre a un régime de dispersion anormale ($D > 0$) et qu'ainsi Δk_M devient négatif ou lorsque l'écart en fréquence et les puissances mises en jeu sont très faibles. Cependant, si les longueurs d'onde des signaux transmis sont relativement proche du zéro de dispersion des fibres de transport, les trois contributions à l'accord de phase sont alors du même ordre de grandeurs et l'accord de phase survient plus aisément dans certaines conditions d'écart en longueurs d'onde, de puissances, ...

Ce type d'effet non-linéaire peut donc être source de dégradation des signaux de télécommunication optique [25, 26, 27]. Des solutions pour s'en affranchir ont été proposées, comme la suppression de l'accord de phase par croisement des polarisations [28, 29] ou l'utilisation de canaux inégalement espacés en longueur d'onde [30], solutions cependant peu adaptées aux systèmes de transmission actuels.

1.3.5 Bruit d'émission spontanée amplifiée

Comme nous l'avons vu au paragraphe 1.1, une ligne de transmission optique est formée de l'alternance de tronçons de fibres optiques, d'amplificateurs optiques et occasionnellement de fonctions de traitement du signal. Les amplificateurs optiques, majoritairement des amplificateurs à fibre dopée erbium (EDFA pour Erbium Doped Fibre Amplifiers), ont pour rôle de pallier l'atténuation du signal que nous avons décrit au paragraphe 1.3. De plus, les fonctions optiques de traitement de signal sont parfois elles-mêmes formées d'EDFA ou d'amplificateurs à semi-conducteurs (SOA pour Semiconductor Optical Amplifiers) [31].

Le principe des amplificateurs optiques est d'utiliser le phénomène d'émission stimulée pour réaliser le processus d'amplification. Cependant, ce phénomène d'interaction entre la matière et le rayonnement s'accompagne également des phénomènes d'absorption et d'émission spontanée [32]. Ces trois processus sont expliqués plus en détail dans l'Annexe A. Or, une partie des photons générés par émission spontanée est guidée et également amplifiée. Le signal ainsi obtenu est appelé « signal d'émission spontanée amplifiée » et est caractérisé par sa puissance définie par [33]:

$$P_{ESA} = 2n_{sp}(G-1) \cdot h\nu \cdot B_{opt} \quad (1.19)$$

où n_{sp} est le facteur d'émission spontanée de l'amplificateur, G son gain, B_{opt} la bande optique efficace et h la constante de Planck. ESA signifie « émission spontanée amplifiée » et peut être également notée ASE pour « Amplified spontaneous emission ».

Deux spectres d'émission spontanée amplifiée en présence d'un signal, à gauche pour un EDFA et à droite pour un SOA, sont présentés sur la Figure 1.10.

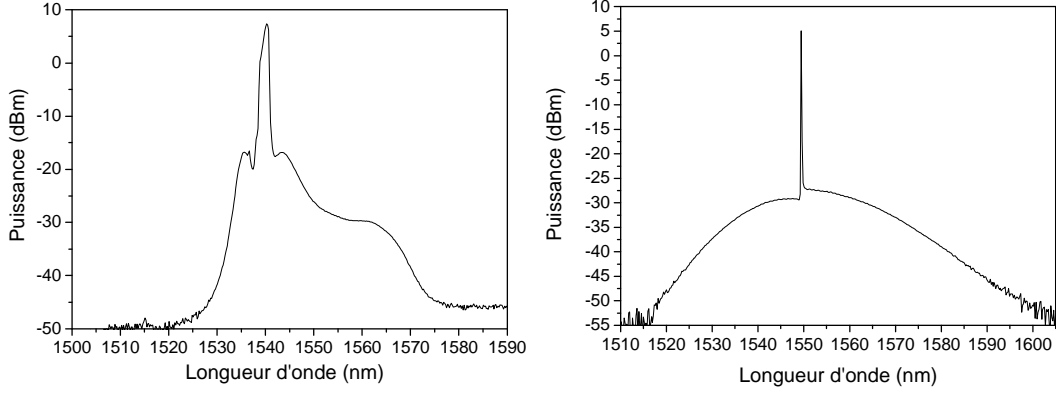


Figure 1.10 : Spectres d'émission spontanée amplifiée en présence d'un signal optique, à gauche pour un EDFA et à droite pour un SOA.

Le signal d'émission spontanée amplifiée est formé de photons incohérents entre eux et avec ceux du signal de transmission, il est donc considéré comme un « bruit optique ». Les amplificateurs optiques sont par conséquent caractérisés par leur facteur de bruit, ou NF pour Noise Figure, qui se définit par :

$$NF = \frac{\left(\frac{P_{signal}}{P_{Bruit}} \right)_{entrée}}{\left(\frac{P_{signal}}{P_{Bruit}} \right)_{sortie}} \quad (1.20)$$

où la puissance de bruit ajoutée est :

en entrée égale à la puissance de bruit sur le signal avant passage dans l'amplificateur, c'est-à-dire la puissance du bruit de grenaille : $P_{Bruit_{entrée}} = h\nu B_{opt}$,

en sortie obtenue en considérant les contributions du bruit de grenaille et de la puissance d'émission spontanée amplifiée de l'amplificateur définie par l'équation (1.19) :

$$P_{Bruit_{sortie}} = h\nu B_{opt} + 2n_{sp}(G-1) \cdot h\nu \cdot B_{opt}.$$

et la puissance du signal en sortie est égale à la puissance d'entrée multipliée par le gain de l'amplificateur : $P_{signal_{sortie}} = G \times P_{signal_{entrée}}$,

Il en résulte :

$$NF = \frac{1}{G} + 2n_{sp} \frac{G-1}{G} \quad (1.21)$$

Chaque amplificateur de la liaison apporte donc sa contribution de bruit. Ainsi, le bruit d'émission spontanée amplifiée s'accumule tout le long de la transmission, à chaque passage dans

un amplificateur optique. On peut alors définir un facteur de bruit équivalent pour une liaison formée de N amplificateurs optiques et que l'on détermine à partir de la formule de Friis [34] :

$$NF_{eq} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{NF_i - 1}{G_1 \times \dots \times G_{i-1}} + \dots + \frac{NF_N - 1}{G_1 \times \dots \times G_{N-1}} \quad (1.22)$$

où NF_i et G_i sont les facteurs de bruit et les gains des différents amplificateurs optiques de la liaison.

Ce facteur de bruit équivalent doit être le plus faible possible ce qui est obtenu lorsque les amplificateurs sont utilisés de manière optimale, c'est-à-dire pour que le gain qu'ils fournissent compense exactement les pertes de la liaison.

1.4 Critères de qualité d'une transmission

Au vu de toutes les dégradations que peut subir le signal lors de son transport via fibre optique, il s'est avéré nécessaire d'établir des critères pour juger de la qualité d'une transmission [35, 36, 37]. En pratique, ces critères sont évalués après détection du signal et sont surtout utilisés en laboratoire pour tester les performances de nouvelles transmissions : impact de nouveaux formats, de l'insertion de fonctions de traitement du signal, ... Dans ce cas, pour qu'il soit le plus représentatif possible de la réalité, le signal à l'émission est codé à partir d'une séquence électrique de bits dite « pseudo aléatoire » ou PRBS, pour Pseudo Random Bit Sequence. Cette suite d'éléments binaires totalement aléatoire est cependant régie par une loi déterministe qui permet de couvrir l'ensemble des combinaisons possibles de successions de bits. De plus, le nombre d'éléments de la séquence est connu (de la forme $2^n - 1$) et elle compte autant de symboles '1' que de '0'. Ceci explique le terme de « pseudo aléatoire ».

1.4.1 Rapport signal sur bruit optique

Au moment de la détection quadratique du signal, un battement entre les différents photons du bruit d'émission spontanée amplifiée (dit « battement spontané/spontané ») ainsi qu'un battement entre ce signal et le signal de télécommunication (dit « battement signal/spontané ») ont lieu et perturbent la détection. Les fluctuations de bruit qui en résultent forment ce que l'on appelle un « bruit d'amplitude ». Ce bruit se caractérise par une variation de niveau entre différents symboles ayant théoriquement la même valeur. La Figure 1.11 schématise deux séquences NRZ et RZ qui ont subi du bruit d'amplitude.

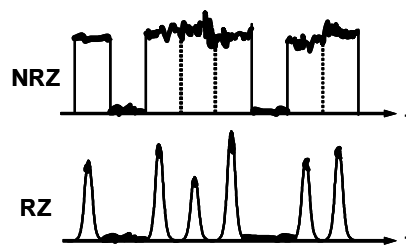


Figure 1.11 : Signaux NRZ et RZ soumis à du bruit d'amplitude.

Lors de la détection, les fluctuations rapides de ce bruit d'amplitude sont atténuées par l'effet de filtrage opéré par le récepteur. Cependant le signal reste déformé et présente des variations de

puissances. Ainsi, pour quantifier la qualité du signal par rapport à l'apport de bruit qu'il a subi, on utilise une grandeur appelée « rapport signal sur bruit optique » ou OSNR pour Optical Signal to Noise Ratio. Cet OSNR est défini comme étant le rapport entre la puissance optique du signal et la puissance d'émission spontanée amplifiée dans une bande spectrale optique donnée. L'OSNR d'une liaison dépend donc de ses caractéristiques et en particulier du nombre d'amplificateurs optiques (N_{AO}), du facteur de bruit équivalent (NF_{dB}), de l'atténuation cumulée à cause de chaque tronçon de fibre (A_{dB}) et de la puissance en entrée sortie (P_{dB}). Sa valeur peut alors être calculée approximativement à partir de la formule suivante* [33] :

$$OSNR_{dB}(0,1nm) = 58 + P_{dB} - NF_{dB} - A_{dB} - 10\log(N_{AO}) \quad (1.23)$$

où 0,1 nm est la valeur de la bande optique choisie généralement dans les télécommunications optique pour la mesure de l'OSNR.

L'OSNR en fin de la liaison doit ainsi avoir une valeur suffisante pour que la transmission soit performante.

En laboratoire, la mesure de l'OSNR se fait à l'aide d'un analyseur de spectre optique. On peut y mesurer directement la puissance moyenne du signal ainsi que la puissance intégrée du bruit d'émission spontanée amplifiée sur une bande optique spectrale de largeur fixée. On pourra ainsi calculer l'OSNR à partir de la formule suivante :

$$OSNR = \frac{P_s}{P_{ESA}} = \frac{P_s}{S_{ESA} \cdot B_{opt}} \quad (1.24)$$

où P_s est la puissance du signal optique, P_{ESA} , la puissance du bruit d'émission spontanée amplifiée (bruit optique noté S_{ESA}) et B_{opt} est la bande spectrale efficace sur laquelle est mesurée le signal.

La Figure 1.12 décrit le principe d'une telle mesure :

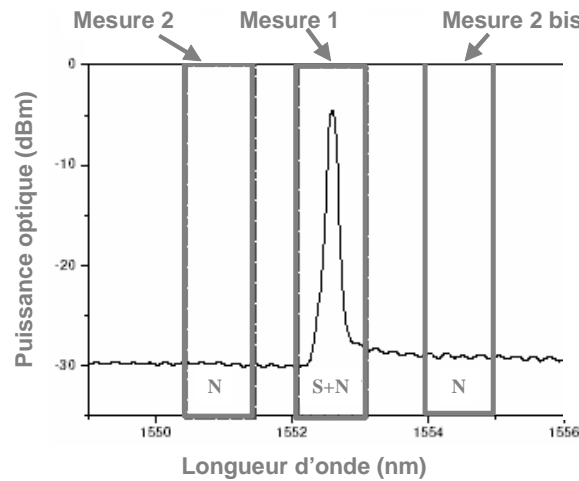


Figure 1.12 : Principe de mesure de l'OSNR à l'analyseur de spectre optique.

Dans un premier temps, la mesure 1 nous donne la somme des puissances en dBm du signal et du bruit d'ESA sur une bande spectrale choisie ($P_s + P_{ESA}$)_{dB}. Puis une interpolation via

* Notons que cette formule à partir des définitions (1.24) et (1.19) et que le chiffre 58 est notamment lié au bruit de grenaille défini page 23.

les mesures 2 et 2bis nous donne la valeur de la puissance en dBm du bruit seul sur cette même bande spectrale $(P_{ESA})_{dB}$. Ces mesures permettent de remonter à la valeur de l'OSNR en remarquant que :

$$(P_S + P_{ESA})_{dB} - (P_{ESA})_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_S + P_{ESA}}{P_{ESA}} \right) = 10 \cdot \log_{10} (OSNR(B_{opt}) + 1) \quad (1.25)$$

On a alors :

$$OSNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} (OSNR) = 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\frac{(P_S + P_{ESA})_{dB} - (P_{ESA})_{dB}}{10}} - 1 \right) \quad (1.26)$$

On peut également plus simplement considérer que $OSNR \gg 1$ et on a alors directement :

$$OSNR_{dB}(B_{opt}) = 10 \log(OSNR(B_{opt})) \approx 10 \log(1 + OSNR(B_{opt})) \quad (1.27)$$

Cependant cette approximation ne vaut que si $OSNR_{dB}$ est supérieur ou égale à 13 dB.

A partir du résultat de cette mesure, il est ensuite possible de ramener la valeur de l' $OSNR_{dB}$ sur une autre bande spectrale, comme par exemple 0,1 nm, largeur de la bande sur laquelle les mesures d'OSNR sont faites dans les télécommunications optiques. Pour cela, on utilise la formule suivante :

$$OSNR_{dB}(0,1nm) = OSNR_{dB}(B_{opt}) - 10 \times \log \left(\frac{B_{opt}}{0,1} \right) \quad (1.28)$$

La mesure de l'OSNR est ainsi une première étape pour connaître la qualité d'un signal après transmission.

1.4.2 Diagramme de l'œil

La façon la plus « visuelle » de juger de la qualité d'un signal est d'observer le diagramme de l'œil. Ce type de diagramme est visualisé dans le domaine électrique après détection à l'aide d'une photodiode et d'un oscilloscope à échantillonnage [38, 39, 40, 41]. Il représente la superposition synchrone de tous les symboles binaires de la séquence transmise. La Figure 1.13 présente les diagrammes de l'œil d'un signal NRZ, à gauche, et d'un signal RZ, à droite.

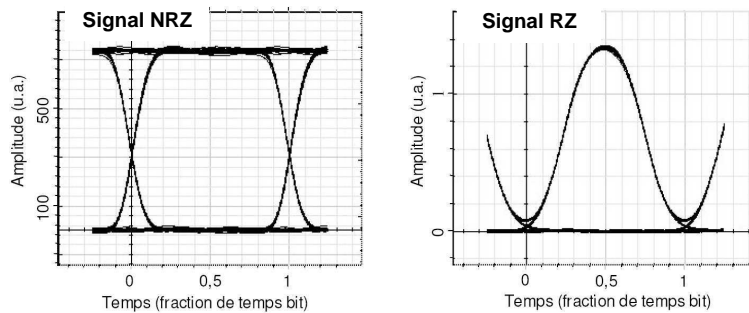


Figure 1.13 : Diagrammes de l'œil d'un signal NRZ, à gauche, et d'un signal RZ, à droite.

Le diagramme de l'œil permet de juger de la qualité du signal en termes d'interférences entre symboles mais surtout de bruit d'amplitude et de gigue temporelle. Nous rappelons que les

interférences entre symboles sont la conséquence principale de l'élargissement temporel des impulsions du signal dû à la dispersion chromatique ou à la SPM. Le bruit d'amplitude quant à lui résulte de l'accumulation du bruit d'émission spontanée amplifiée sur le signal tout au long de son parcours dans la liaison. Enfin, la gigue temporelle est une conséquence de la dispersion de mode de polarisation mais également du couplage entre les impulsions et le bruit d'émission spontanée amplifiée, c'est-à-dire plus simplement, à la présence d'ESA sur les fronts montant et descendant des impulsions qui conduit à une fluctuations des temps d'arrivée des impulsions.

La Figure 1.14 présente l'impact de bruit d'amplitude et de la gigue temporelle sur la séquence et le diagramme de l'œil et les densités de probabilité de ses symboles (ddp).

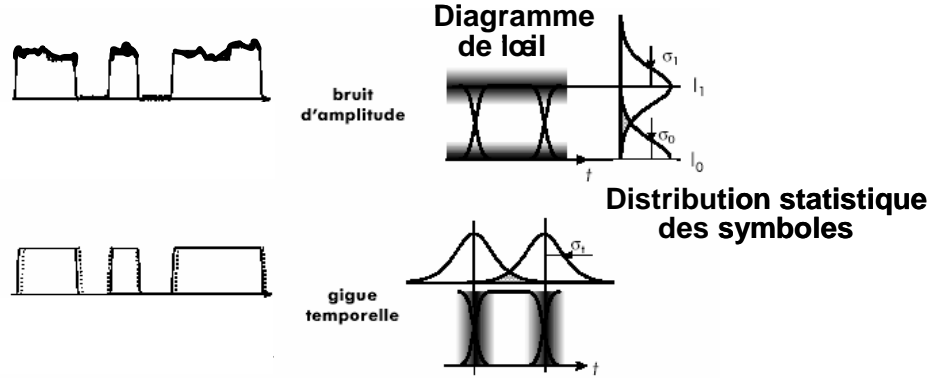


Figure 1.14 : Présentation des effets du bruit d'amplitude et de la gigue temporelle sur une séquence et le diagramme de l'œil correspondant.

Les ddp des symboles '1' et des '0' donnent, en effet, une indication sur la qualité du signal, de la même manière que le diagramme de l'œil. Comme on peut le voir sur la Figure 1.14, plus le bruit d'amplitude ou la gigue temporelle sont élevés, plus les « bords » du diagramme de l'œil « s'épaississent » et plus les ddp des '1' et des '0' se recouvrent. On dit que le diagramme de l'œil est fermé lorsque les densités de probabilité se recouvrent de trop. Dans ce cas, le signal transmis n'est pas de bonne qualité.

D'un point de vue plus quantitatif, on peut définir trois paramètres mesurables à partir du diagramme de l'œil :

- Le taux d'extinction défini par :

$$TE = \frac{I_1}{I_0} \quad (1.29)$$

où I_1 et I_0 sont les valeurs moyennes des photo-courants des symboles '1' et '0'.

Il permet d'évaluer l'ouverture en amplitude du diagramme.

- Le facteur de qualité en amplitude :

$$Q_a = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (1.30)$$

où σ_1 et σ_0 , les racines carrées des variances des densités de probabilité des symboles '1' et '0'.

Il permet une évaluation du bruit d'amplitude que subit le signal.

- Le facteur de qualité en temps :

$$Q_t = \frac{T_w}{2\sigma_t} \quad (1.31)$$

où T_w est la fenêtre d'acceptance, comprise entre 50 et 80% du temps bit, et σ_t est la racine carrée de la variance des fronts montant et descendant du diagramme de l'œil.

Il permet une évaluation de la gigue temporelle.

Plus le signal est de mauvaise qualité, plus le diagramme de l'œil est fermé, plus les facteurs de qualité et le taux d'extinction sont faibles et ainsi plus la détection du signal sans erreur est difficile.

Le diagramme de l'œil est donc un excellent moyen visuel de juger de la qualité du signal dans la limite de la réponse de la photodiode et de l'oscilloscope utilisé.

1.4.3 Taux d'erreur binaire

Le critère qui quantifie le mieux la qualité d'une transmission optique est le Taux d'Erreur Binaire (TEB, ou BER pour Bit Error Rate) qui représente la probabilité d'une prise de décision erronée sur un élément binaire. Il se définit comme le rapport entre le nombre d'erreurs réalisées en détection et le nombre de bits transmis.

La détection des symboles est réalisée dans le bloc de réception par une bascule qui, sur un temps d'échantillonnage donné, mesure le photo-courant I de chaque symbole reçu et le compare à une valeur seuil. Si le photo-courant mesuré est supérieur, respectivement inférieur, à la valeur seuil, le symbole est détecté comme étant un '1', respectivement un '0'. Si les fluctuations dues au bruit d'amplitude et à la gigue temporelle sont importantes, les photo-courants des symboles '1' et '0' peuvent être modifiés au point que des erreurs de décision soient commises.

Ainsi, le taux d'erreur binaire dépend des probabilités d'émission des symboles '1' et '0', notées respectivement $P(1)$ et $P(0)$, ainsi que des probabilités de détecter un symbole '1' alors qu'un symbole '0' a été émis et inversement de détecter un '0' quand un '1' a été émis, probabilités notées respectivement $P(1|0)$ et $P(0|1)$. En faisant l'hypothèse que les erreurs successives sont indépendantes les unes des autres, la moyenne du taux d'erreur binaire est alors égale à la probabilité d'erreur P_e [42], définie par :

$$P_e = P(1) \cdot P(0|1) + P(0) \cdot P(1|0) \quad (1.32)$$

En considérant alors que, dans les systèmes de transmission optique, les symboles sont reçus en présence de bruit additif gaussien, les probabilités $P(0|1)$ et $P(1|0)$ suivent en conséquence des lois gaussiennes. De plus, dans le cas d'une séquence PRBS, les probabilités d'émission d'un symbole '1' et '0' sont équiprobables, c'est-à-dire égales à $1/2$. Ainsi, on peut écrire :

$$TEB(V_s) = P_e = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{V_1 - V_s}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{V_s - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (1.33)$$

où V_1 , V_0 et V_s sont respectivement les tensions moyennes des symboles '1' et '0' et la tension de seuil et erfc , la fonction erreur complémentaire*.

On peut noter la dépendance du TEB à la valeur de la tension de seuil dans l'équation (1.33). En effet, la mesure des erreurs commises et donc du taux d'erreur binaire dépendent de la valeur du seuil de décision. Ainsi, pour réaliser une détection correcte, la valeur de la tension de seuil doit être optimisée pour que les erreurs mesurées soient dues à la transmission et non à un

* $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-y^2) \cdot dy$

mauvais choix au niveau de la détection. Or, le taux d'erreur binaire est minimal lorsque la tension de seuil est égale à :

$$V_s = \frac{V_1 \cdot \sigma_1 + V_0 \cdot \sigma_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (1.34)$$

Ceci entraîne une valeur optimale et donc minimale du taux d'erreur binaire :

$$TEB_{\min} = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{V_1 - V_0}{\sqrt{2}(\sigma_1 + \sigma_0)} \right) \right] \quad (1.35)$$

Lors des expériences en laboratoire, le TEB fixé pour une transmission optique correcte est de 10^{-9} , ce qui correspond à une erreur sur un milliard de bits transmis. Ce TEB représente généralement la limite de détection des équipements de mesure. Cependant, avec l'utilisation récente (2000) de codes correcteurs d'erreurs, ou FEC pour Forward Error Correction Codes, un TEB de $2 \cdot 10^{-3}$ est toléré [43]. En effet, le FEC permet de traiter les signaux de transmissions présentant un tel TEB et ainsi d'obtenir des TEB pouvant aller jusqu'à 10^{-12} .

Pour juger de la qualité d'une transmission, on mesure en général, en laboratoire, le TEB en fonction de la puissance reçue sur le récepteur ou en fonction de l'OSNR du signal arrivant sur le bloc de détection [44]. On obtient alors des courbes du type de celles présentées sur la figure suivante sur laquelle est représentée en trait continu la mesure de taux d'erreur binaire pour la transmission à étudier et en pointillés cette même mesure pour une transmission « back-to-back » (notée btb), c'est-à-dire ne comprenant que l'émission et la réception.

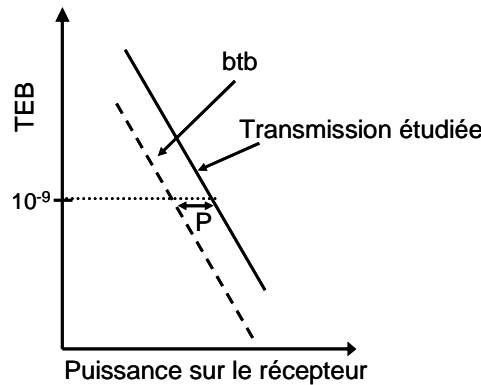


Figure 1.15 : Evolution du TEB en fonction de la puissance sur le récepteur.

Pour réaliser ces mesures, soit on fait varier la puissance du signal de télécommunication arrivant sur le détecteur, soit on dégrade artificiellement l'OSNR du signal en ajoutant du bruit d'émission spontanée amplifiée. Ces mesures sont alors tracées pour la transmission à tester ainsi que pour une transmission dite « back-to-back ».

A partir de ce type de mesure, on peut connaître la sensibilité du récepteur, c'est-à-dire la puissance minimale de signal qu'il reçoit pour un TEB donné. En général, on donne la sensibilité du récepteur pour le TEB de 10^{-9} . La sensibilité est alors mesurée dans le cadre d'une transmission dite « bak-to-back » d'un signal « parfait », c'est-à-dire avec le minimum possible d'émission spontanée amplifiée. On peut alors mesurer l'écart en dB entre la sensibilité du récepteur et la puissance mesurée sur le récepteur dans le cas de la transmission à étudier. Ceci nous donne ce que l'on appelle la pénalité introduite par la transmission à étudier, symbolisée par la lettre P sur la Figure 1.15. Cette pénalité est d'autant plus forte que le signal est dégradé.

En résumé, les réseaux de télécommunications optiques qui couvrent notre globe sont plus ou moins complexes selon leurs rôles, c'est-à-dire selon les distances qu'ils couvrent, les débits d'information qu'ils supportent ...

Leurs architectures sont cependant basées sur un même modèle, celui de la liaison dite « point-à-point » qui comprend une émission, une ligne de transmission formée de tronçons de fibres et d'amplificateurs optiques et enfin une réception.

A l'émission, l'information est codée sur une porteuse optique via un signal électrique. Les deux types de codage les plus utilisés font appel à des formats de modulation en amplitude appelés RZ et NRZ.

Le signal modulé est ensuite transporté dans la ligne de transmission. Celle-ci comprenant une alternance de tronçons de fibre et de fonctions optiques actives, elle est le lieu de phénomènes physiques qui dégradent le signal.

Ainsi, en réception, il est nécessaire de vérifier si l'information reçue n'a pas été trop altérée par les diverses dégradations subies par le signal optique au cours de sa propagation dans la ligne. C'est dans ce but que sont utilisés plusieurs critères de qualité comme l'OSNR ou le TEB.

Chapitre 2

Principe des fonctions optiques pour la conversion de longueur d'onde et la régénération tout-optique

Les réseaux de télécommunication optique, qu'ils soient « longues distances », « métropolitains » ou « d'accès » ont des fonctionnements différents. Il est en effet évident qu'une information transmise entre deux continents ne va pas être gérée et transportée de la même façon qu'entre deux bâtiments. Les réseaux ont donc des architectures diverses plus ou moins complexes qu'il faut contrôler et gérer pour optimiser le transport de l'information selon la priorité du réseau et la loi du marché (par exemple assurer de longues distances ou distribuer l'information à de nombreux endroits).

Ce contrôle et cette gestion sont réalisés par des fonctions que l'on appelle « fonctions de traitement du signal ». Au vu de la diversité et de la complexité des réseaux, il existe une grande variété de fonctions de ce type. On peut par exemple citer des fonctions réalisant des opérations de traitement du signal « bit à bit » comme la reconnaissance de trame [45], la réalisation de portes logiques [46] ou de registres à décalage [47], ainsi que les fonctions de multiplexage et démultiplexage temporel [48].

Parmi toutes, celles réalisant une conversion de longueur d'onde ou une régénération du signal sont devenues incontournables dans les réseaux de télécommunications. Or, même si des dispositifs réalisant ce type de traitement du signal sont en place dans les réseaux, le souhait d'augmenter la capacité, les débits ou la flexibilité des transmissions remet sans cesse en question les fonctions utilisées et de nouvelles solutions sont recherchées.

2.1 Rôle et intérêt

2.1.1 Cas des convertisseurs en longueur d'onde

La conversion en longueur d'onde est un processus de transfert de données d'une longueur d'onde vers une autre et ce sans modification du contenu de ces données [49]. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, les données constituant l'information sont codées sur des signaux optiques qui vont se propager dans la fibre optique. Ces signaux sont émis à des longueurs d'onde comprises dans les bandes S, C ou L (définies au paragraphe 1.3.1 et représentées sur la Figure 1.4). Or, il peut parfois être intéressant ou nécessaire de changer une ou plusieurs de ces longueurs d'onde.

Le cas le plus évident d'utilité des convertisseurs en longueur d'onde est celui des réseaux optiques WDM. Par définition, les données transitent dans ces réseaux à diverses longueurs

d'ondes, appelées « canaux », de façon à utiliser au mieux la bande passante qu'offrent les fibres et les amplificateurs optiques. Cependant, ces réseaux peuvent parfois être limités par le nombre de canaux. Les convertisseurs en longueur d'onde peuvent alors permettre de répartir de différentes manières les données à transporter et ainsi décongestionner le réseau [50].

Ainsi, les convertisseurs en longueur d'onde ont pour principale utilité de libérer les réseaux WDM qui pourraient être engorgés et ainsi d'augmenter leur capacité, mais ils permettent également d'étendre la flexibilité de tous les types de réseaux. En effet, la longueur d'onde peut être utilisée pour aiguiller des données, c'est-à-dire les diriger vers leur destination. Cette fonctionnalité est appelée le routage en longueur d'onde [51]. Des convertisseurs en longueur d'onde sont donc nécessaires aux différents nœuds du réseau pour faire transiter convenablement les différentes données et pour éviter l'engorgement de certaines liaisons. Ils peuvent également servir à permettre à deux sous-réseaux travaillant à des longueurs d'onde différentes de communiquer entre eux, d'échanger des informations [52]. Selon le même principe, ils permettent de décentraliser les contrôles et gestions des réseaux et ainsi de faciliter la protection [53]. En effet, les « cellules » de contrôle de plusieurs réseaux peuvent ainsi être regroupées en un seul point. Il est bien évidemment plus aisé de sécuriser un seul secteur que plusieurs, de surcroît dispersés. La figure suivante résume toutes ces applications des convertisseurs en longueur d'onde en les schématisant au sein de réseaux simplifiés.

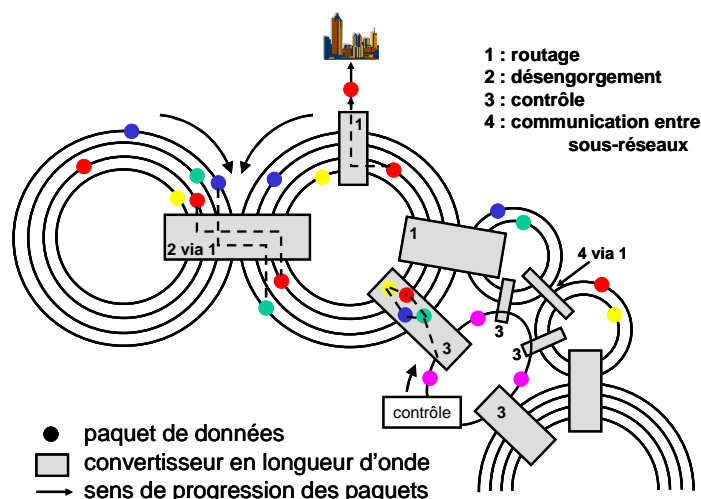


Figure 2.1 : Récapitulatif des différents rôles des convertisseurs en longueur d'onde au sein des réseaux.

Ainsi, les applications des convertisseurs en longueur d'onde dépendent de l'architecture des réseaux et du transport de l'information [54, 55]. Plus exactement, elles sont liées à la taille et la complexité du réseau. Ainsi, les convertisseurs de longueur d'onde ont plus leur place dans les réseaux complexes plutôt que dans des liaisons point-à-point.

2.1.2 Cas des régénérateurs

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 1.3, le signal transportant les données subit diverses dégradations lors de sa propagation dans la ligne de transmission. Celles-ci peuvent être regroupées en trois catégories : la diminution de la puissance moyenne du signal (conséquence de l'atténuation de la fibre), l'apparition de bruit d'amplitude sur les symboles '1' et '0' (principalement due à l'émission spontanée amplifiée des composants actifs de la ligne) et de gigue temporelle (résultat de la PMD et du battement entre le signal et l'ESA). Ces dégradations sont sources d'erreurs lors de la détection du signal en réception. Si elles ne sont pas supprimées régulièrement, elles entraînent donc une perte de l'information transmise.

Une solution est d'essayer de réduire ou compenser chacune de ces dégradations à l'aide d'un outil particulier, comme, par exemple, les fibres à compensation de dispersion ou les compensateurs de PMD. Cependant, ces fonctions sont relativement complexes. De plus, comme elles ne corrigent qu'un seul type de dégradation, leur nombre au sein des réseaux devrait être très important, ce qui rend leur utilisation très coûteuse. Une autre solution consiste à utiliser un seul type de fonction pour supprimer l'ensemble des diverses dégradations. Cette opération qui à la fois augmente la puissance moyenne, diminue le bruit d'amplitude et la gigue temporelle est appelée la régénération [56].

Ce processus est surtout dédié aux liaisons point-à-point pour réaliser des transmissions quasi-infinies (à l'échelle de la planète) [57]. Cependant, des régénérateurs peuvent également être installés dans les réseaux plus complexes, au niveau des nœuds de commutation pour réaliser des opérations nécessaires comme la conversion de longueur d'onde et ce tout en limitant la dégradation du signal [58].

Ainsi, l'utilisation de régénérateurs dans les lignes est un excellent moyen de simplifier les systèmes de transmission optique.

2.2 Principe de fonctionnement

Les opérations de conversion de longueur d'onde ainsi que de régénération peuvent être réalisées soit opto-électroniquement, soit tout-optiquement. Dans le premier cas le signal traité par la fonction est électrique et, dans le second cas, optique. L'objectif de cette thèse étant l'étude de dispositifs tout-optiques, seul ce second cas est décrit dans la suite.

Les processus optiques sur lesquels peuvent être basées les techniques de traitement du signal sont nombreux et variés et peuvent être regroupés en catégories. Les principes de fonctionnement des convertisseurs en longueur d'onde et des régénérateurs se regroupent dans la catégorie des « portes optiques ».

2.2.1 Portes optiques

Les portes optiques sont des fonctions dont la réponse change selon l'intensité du signal d'entrée. Elles sont donc tout à fait adaptées au traitement des signaux de télécommunications car leur comportement dépend de la modulation du signal binaire d'entrée. Ainsi, quand un '0' arrive en entrée de la porte, celle-ci reste « fermée » totalement ou partiellement, c'est-à-dire qu'elle laisse passer un minimum de lumière. Par contre, en réponse à un symbole '1', la porte va « s'ouvrir », c'est-à-dire qu'elle va transmettre de la lumière. Il est à noter qu'il est possible qu'une porte optique réponde en inversant la polarité du signal, c'est-à-dire qu'elle « s'ouvrira » au passage d'un '0' et restera « fermée » au passage d'un '1'.

Dans la catégorie des portes optiques, on peut distinguer deux procédés de mise en œuvre : la modulation croisée et l'auto-modulation.

2.2.1.1 Modulation croisée

Dans le cas de la modulation croisée, deux signaux sont injectés dans la porte optique : le signal initial à traiter ainsi qu'un autre signal nouvellement créé et non modulé. Le rôle de la fonction optique est alors de transférer les données du signal initial vers le second en modulant ce dernier via un procédé tout-optique. Puis le signal initial est supprimé pour, qu'en sortie, on ne récupère que les données sur la nouvelle porteuse optique. La Figure 2.2 montre le principe de la modulation croisée.

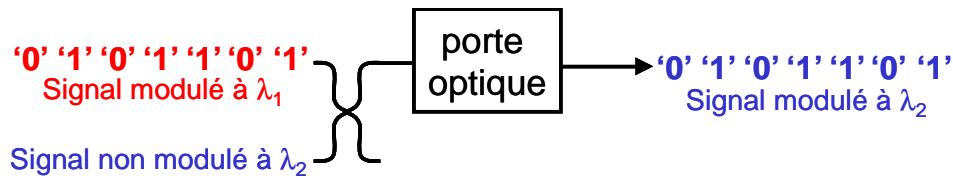


Figure 2.2 : Principe de fonctionnement des dispositifs tout-optiques en modulation croisée.

Si la nouvelle porteuse optique a une longueur d'onde différente de celle du signal initial, ce qui est en général le cas pour ce type de fonction, le dispositif optique réalise une conversion de longueur d'onde. Dans ce cas, une fonction de filtrage ou de démultiplexage est nécessaire. Cependant il est possible d'éviter le changement de longueur d'onde grâce à l'utilisation de composants comme les coupleurs à interférences multimodes (MMI pour MultiMode Interference) [59, 60].

Si la fonction compense les dégradations en « recopiant » les données sur un signal de plus grande puissance moyenne en réduisant le bruit d'amplitude et/ou la gigue temporelle, la fonction régénère tout-optiquement le signal.

Il est également intéressant de noter que la Figure 2.2 présente une porte optique fonctionnant en modulation croisée via co-propagation, c'est-à-dire que les deux signaux d'entrée parcourent le milieu optique dans le même sens. Or, il existe la possibilité de travailler en contra-propagation, comme le montre la Figure 2.3 :

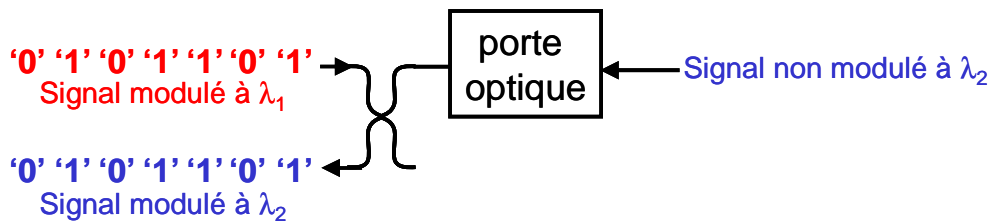


Figure 2.3 : Porte en modulation croisée en contra-propagation.

Cette solution de contra-propagation permet de s'affranchir de la fonction de filtrage et offre donc la possibilité de ne pas réaliser de conversion de longueur d'onde sans utilisation de composant particulier ou modification de la fonction. Cependant, les temps de réponse et de traversée des milieux optiques sur lesquels reposent les portes optiques sont déterminants dans le cas contra-propagatif et peuvent être cause de limitation pour la montée en débit. En effet, dans ce cas, il faut que le temps de traversée du composant optique soit plus court que le temps bit pour éviter que deux symboles se retrouvent en même temps à modifier le milieu et qu'ainsi l'onde contra-propagative soit modulée par deux symboles à la fois. Dans le cas de co-propagation, ce problème ne se pose pas puisque les deux signaux parcourent le même milieu en même temps, le nouveau signal suit donc la modulation du premier.

2.2.1.2 Auto-modulation

Dans le second cas, dit d'auto-modulation, le signal modulé est seul à traverser la porte optique non-linéaire, comme le montre la Figure 2.4.

L'information reste sur la même porteuse optique lorsque la fonction de régénération est recherchée ou sur une porteuse très proche lorsqu'il s'agit de réaliser une conversion de longueur d'onde. Cette technique a pour principal avantage de ne nécessiter d'aucun signal supplémentaire. Cependant, comme nous le verrons plus en détail par la suite, dans le cas de régénération par auto-modulation, le bruit d'amplitude n'est réduit que sur un type de symboles, c'est-à-dire soit

sur les '1' quand la porte optique est basée sur le principe d'absorption, soit sur les '0' quand elle est basée sur une fonction d'amplification. Ainsi, ce type de régénérateur ne peut fonctionner seul car il ne réalise qu'une régénération partielle [61].

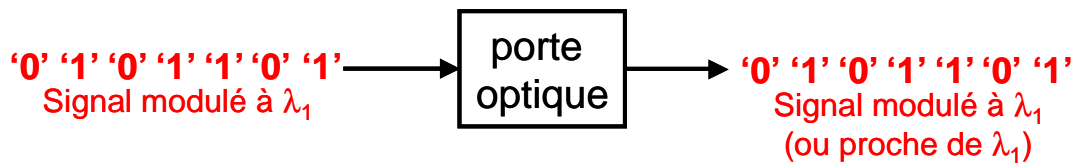


Figure 2.4 : Principe de fonctionnement des dispositifs tout-optiques en auto-modulation.

2.2.2 Cas particulier des régénérateurs optiques

Tout comme pour les convertisseurs en longueur d'onde, les architectures de régénérateurs optiques sont structurées à partir de portes optiques. Cependant, la régénération est un processus dédié à supprimer les dégradations subies par le signal lors de sa propagation, c'est-à-dire à la fois augmenter la puissance moyenne du signal, réduire le bruit d'amplitude ainsi que la gigue temporelle. Ainsi, son fonctionnement est complexe et peut être divisé en trois étapes appelées régénération 1R, 2R et 3R.

2.2.2.1 Régénération « 1R »

La régénération 1R, pour « Repeater », consiste en une simple amplification du signal pour compenser son atténuation par la fibre. Il s'agit donc de la première étape de régénération puisqu'elle permet au signal de se propager plus longtemps dans les lignes de transmission. La Figure 2.5 schématise son principe.

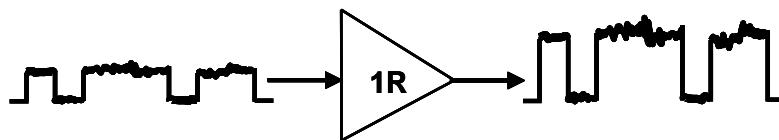


Figure 2.5 : Principe de la régénération 1R.

Les régénérateurs 1R peuvent être soit utilisés seuls dans la ligne de transmission, soit associés à des fonctions réalisant les étapes 2 et/ou 3R.

Dans le premier cas, leur seul but est de pallier l'atténuation de la fibre. Ils doivent alors présenter les caractéristiques suivantes : gain le plus important et le plus linéaire possible, large bande spectrale et enfin excellent facteur de bruit (minimum d'émission spontanée amplifiée). Deux types d'amplificateurs répondent à ces critères.

Les plus utilisés dans les réseaux de télécommunications actuels sont les amplificateurs à fibre dopée erbium qui, grâce à un pompage aux longueurs d'onde de 980 nm ou 1480 nm, présentent une transition radiative autour de 1,55 μm et permettent donc une amplification du signal dans les bandes C et L de transmission*. Le principe de ce type d'amplificateurs dopés aux ions terre rare [62, 63] repose, en effet, sur un pompage optique aux longueurs d'onde d'absorption de ces

* On peut également noter que d'autres ions terre rare que l'erbium sont utilisés comme dopage pour des amplificateurs fonctionnant dans les autres fenêtres de transmission : les ions thulium, pour les TDFA (pour thulium-doped fibre amplifier) [62] qui couvrent la bande S, et les ions praséodyme dans les PDFA (pour praseodymium-doped fibre amplifier), pour les amplifications autour de 1,3 μm [63].

ions qui conduit à l'inversion de population du milieu en faisant passer les ions terre rare dans un état excité. Un signal optique qui traverse la fibre dopée stimule alors le retour à l'équilibre des ions dans la fibre. L'émission radiative stimulée qui en résulte constitue l'amplification de ce signal. Les gains maximums obtenus pour les EDFA sont de l'ordre de 40 dB pour des facteurs de bruit de 3 à 4 dB [64]. Leur performance moyenne quand ils sont utilisés en régime de saturation est autour de 20 dB de gain. Un autre avantage de ces amplificateurs est que, comme le temps de vie de la transition est élevé par rapport aux débits de transmission, ils peuvent réaliser une amplification linéaire de plusieurs canaux simultanément.

Le second type d'amplificateurs qui associent un fort gain et un faible bruit est basé sur l'amplification distribuée par gain Raman [65]. Cette technique permet d'obtenir une amplification optique dans la fibre standard sans y ajouter de dopant. Le principe repose sur la diffusion Raman stimulée. Ainsi un photon apporté par un signal de pompe suffisamment puissant, peut être converti en un photon de longueur d'onde différente et un phonon. Le décalage en fréquence entre le photon converti et le photon de pompe est imposé par la fréquence du phonon [66], il est de l'ordre de 13 THz (104 nm) dans la silice. Ainsi, en utilisant un signal de pompe à la longueur d'onde de 1,45 μm , on peut créer des photons à la longueur d'onde de 1,55 μm , conduisant à une amplification possible de signaux de télécommunication.

Le facteur de bruit effectif de l'amplification Raman est plus faible que celui des amplificateurs à fibre dopée (inférieur à 3 dB) ce qui permet de limiter l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée. Cependant cet amplificateur nécessite des pompes très puissantes (seuil de l'effet Raman de l'ordre de 400 mW dans la Silice à 1,55 μm) et reste donc minoritaire par rapport aux amplificateurs à fibre dopée erbium.

L'étape d'amplification de la régénération 1R peut donc être réalisée seule mais elle peut également être associée à la régénération 2 et/ou 3R. Dans ce cas, les portes optiques utilisées sont soit composées en entrée d'amplificateurs tels les EDFA soit basées sur la réponse non-linéaire d'amplificateurs tels ceux à semi-conducteurs, les SOA pour Semiconductor Optical Amplifiers. En effet, grâce à la dynamique de leur gain, ces amplificateurs peuvent constituer le cœur de portes optiques, comme nous le verrons dans le chapitre 3 consacrée à l'état de l'art des convertisseurs en longueur d'onde et des régénérateurs. Etant des milieux amplificateurs, ces composants incorporés dans une porte optique peuvent réaliser l'étape 1R.

La régénération 1R est donc nécessaire au processus de régénération optique mais elle n'est pas suffisante pour permettre des transmissions quasi-infinies sans erreur. En effet, comme nous l'avons vu au paragraphe 1.3.5, l'émission spontanée amplifiée des amplificateurs optiques s'accumule à chaque composant et provoque une augmentation du bruit d'amplitude et de la gigue temporelle. Ces dégradations peuvent être palliées grâce aux deux autres étapes de la régénération optique.

2.2.2.2 Régénération « 2R »

La régénération 2R, pour « Reshaping Repeater », est schématisée sur la Figure 2.6. Elle a pour rôle de réaliser, en plus d'une amplification, une remise en forme du signal. Ceci consiste en l'amélioration de son taux d'extinction ainsi que la réduction du bruit d'amplitude sur les symboles '1' et '0'.

Les régénérateurs 2R sont en général formés d'un amplificateur optique linéaire suivi d'une porte optique non-linéaire contrôlée par les données modulées [67]. La porte optique peut fonctionner en auto-modulation ou en modulation croisée comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe précédent.

L'amplificateur précédent la porte participe à l'étape de régénération 1R mais il tient aussi surtout le rôle d'interface d'adaptation. Souvent associé en pratique à un filtre et un atténuateur, il permet d'adapter le signal d'entrée pour que ses paramètres soient les plus proches possibles des conditions de fonctionnement de la porte optique : niveau de puissance, faibles fluctuations de puissances ou de polarisation, format adapté, ...

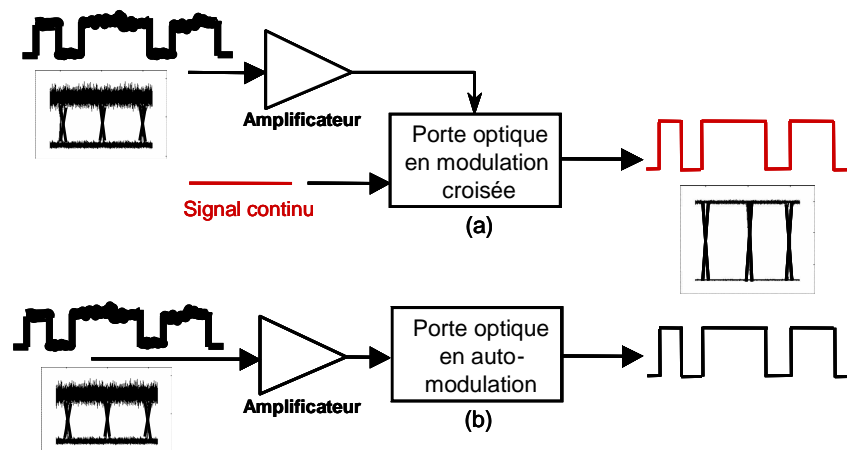


Figure 2.6 : Principe de la régénération 2R, en modulation croisée (a) et en auto-modulation (b).

Notons que, comme les dispositifs en modulation croisée peuvent permettre à la fois une régénération du signal ainsi qu'une conversion de longueur d'onde, il peut être intéressant de les utiliser au niveau des nœuds de routage des réseaux. Par contre, pour la régénération dans des lignes de type point-à-point où une conversion de longueur d'onde peut être inutile voire non souhaitable, ce type de dispositifs doit permettre de pouvoir injecter un deuxième signal à la même longueur d'onde que celle du signal incident. Si ceci n'est pas possible, l'utilisation d'un deuxième dispositif du même type pour retrouver la longueur d'onde initiale est alors obligatoire.

La régénération 2R par auto-modulation, quant à elle, est la technique la plus simple, puisqu'elle n'effectue pas de conversion de longueur d'onde. Mais il existe peu de fonctions optiques aujourd'hui permettant ce type de régénération de manière efficace.

De plus, il est intéressant de remarquer que le milieu non-linéaire utilisé pour une fonction optique dédiée à la régénération 2R doit avoir un temps de réponse bien inférieur au temps bit pour éviter les interférences entre symboles (phénomène de patterning).

Enfin, même si la régénération 2R permet de réduire considérablement le bruit d'amplitude sur les symboles, elle ne réduit pas la gigue temporelle mais au contraire aurait tendance à en rajouter [68, 69]*. Pour lutter contre ce phénomène, il faut réaliser une régénération complète des données ce qui constitue la régénération 3R.

2.2.2.3 Régénération « 3R »

La régénération 3R, pour « Retiming Reshaping Repeater », réalise les trois étapes nécessaires à une régénération complète des données : une amplification et une remise en forme du signal, étapes 1 et 2R, ainsi qu'une re-synchronisation des données dans leur temps bit. En effet, comme nous l'avons vu lors de la présentation des diverses dégradations subies par le signal au cours de sa propagation, les symboles binaires qui forment le signal peuvent se décaler temporellement au sein de leur temps bit, ce à cause notamment de la dispersion de mode de polarisation ou du couplage entre le signal et le bruit d'émission spontanée amplifiée. Ce décalage peut créer des interférences entre symboles ou de la gigue temporelle, phénomènes qui perturbent la détection de l'information. La re-synchronisation des données est donc une étape importante de la régénération.

Pour réaliser cette régénération complète, les dispositifs 3R sont généralement basés sur le principe des régénérateurs 2R en modulation croisée auquel est associé une récupération d'horloge (excepté le cas particulier de modulation synchrone non utilisé dans ces travaux de

* Ceci est expliqué plus en détail dans le paragraphe 2.3.2.1.

thèse et décrit en Annexe B). Le schéma de la Figure 2.7 présente le principe d'un dispositif de régénération 3R.

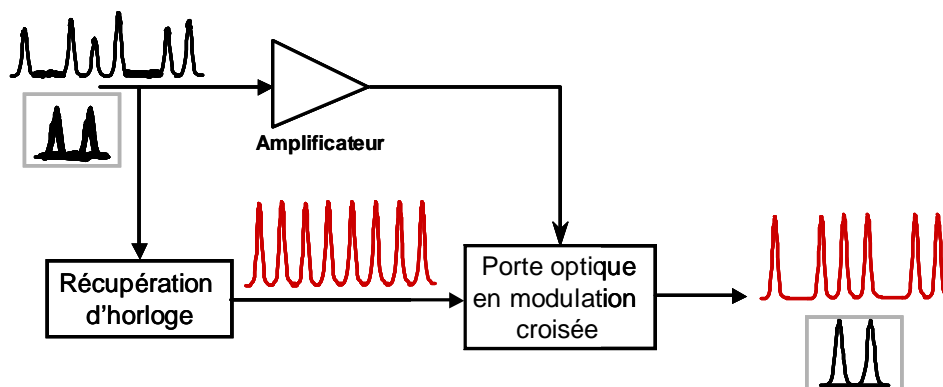


Figure 2.7 : Principe de fonctionnement des dispositifs de régénération 3R.

Comme dans le cas de la régénération 2R, le dispositif doit comprendre des blocs d'interface d'adaptation pour fixer les paramètres du signal des données et de l'horloge optique à des valeurs compatibles avec le fonctionnement de la porte optique [70].

En ce qui concerne la récupération d'horloge, il s'agit d'une fonction qui permet de générer une horloge optique de faible gigue temporelle dont la fréquence est calée sur celle des données à régénérer. Ainsi, la re-synchronisation se fait en remplaçant le signal continu de la régénération 2R par une telle horloge optique et en la synchronisant exactement pour que les impulsions se situent au milieu du temps bit*.

Plusieurs techniques opto-électroniques ou tout-optiques existent pour réaliser une récupération d'horloge [71]. Dans le premier cas, on peut utiliser soit des boucles à verrouillage de phase [72], soit un simple filtrage électrique de la fréquence du signal. Ces solutions, nécessitant un passage par l'électronique et donc une double conversion, deviennent très complexes et nécessitent beaucoup d'énergie quand le débit augmente. Ainsi même si la technologie électronique en la matière est plus mature que les solutions tout-optiques, ces dernières semblent plus prometteuses en termes de simplicité et de coût. Les techniques tout-optiques sont basées sur l'utilisation de laser DFB auto-pulsés, l'injection optique dans les lasers à blocage de mode, les boucles à verrouillage de phase basées sur des processus optiques non-linéaires comme le mélange à quatre ondes [73] et le filtrage optique via Fabry-Perot associé à un égaliseur de gain [74]. Des lasers à deux ou trois sections sont également utilisés non seulement pour la récupération d'horloge mais également pour la génération de la nouvelle horloge optique [75]. Cette opération a montré son potentiel en termes de haut débit, d'accordabilité, d'insensibilité à la polarisation, ... dans [76] et [77] et a déjà été démontrée à 40 Gbit/s [78]. Les lasers à blocage de mode ont, quant à eux, l'avantage de pouvoir fonctionner à des débits très élevés [79], cependant des problèmes d'ordre pratique doivent être encore réglés pour la réalisation de tels composants, notamment en termes de tolérance aux oscillations de longueur d'onde et de fréquence [80].

Il est intéressant de noter que, du fait de leur principe basé sur la modulation croisée, les dispositifs pour la régénération 3R tout-optique réalisent en général une conversion de longueur d'onde. Ceci permet de les utiliser aux nœuds de routage mais impose un double dispositif sur les lignes point-à-point pour revenir à la longueur d'onde initiale.

De plus, le temps de réponse d'un milieu non-linéaire utilisé pour la régénération 3R doit être du même ordre de grandeur que le temps bit, contrairement à la régénération 2R où il doit être

* Expérimentalement, ceci est réalisé grâce à une ligne à retard optique.

bien inférieur. En effet, le fait de pouvoir utiliser une horloge fine permet de compenser en quelque sorte la lenteur des temps de réponse du milieu [67].

La régénération 3R comprend donc les trois étapes nécessaires à une régénération complète du signal.

Selon la configuration d'utilisation des portes optiques il est donc possible de réaliser une conversion de longueur d'onde ou une régénération tout-optique des signaux de télécommunications. Cependant l'efficacité de ces traitements du signal est déterminée par la forme de la fonction réponse de la porte optique utilisée. Dans le paragraphe suivant nous allons donc décrire les caractéristiques que doivent présenter les portes optiques adéquates pour la conversion de longueur d'onde et la régénération tout-optique.

2.3 Caractéristiques des portes optiques

Pour que les fonctions de conversion de longueur d'onde et de régénération s'effectuent au mieux, il faut que les portes optiques utilisées répondent de manière adéquate au signal de contrôle constitué par les données. Ainsi, elles doivent présenter certaines caractéristiques.

2.3.1 Convertisseurs en longueur d'onde

Pour juger de la qualité d'un convertisseur en longueur d'onde, on peut utiliser trois catégories de qualification : la qualité du signal, la configuration et les performances [52].

La qualité du signal est liée aux notions de rapport signal sur bruit optique (OSNR), de chirp, de taux d'extinction, de distorsions du signal (pouvant être visualisées au diagramme de l'œil), de taux d'erreur binaire (TEB) et de cascabilité des convertisseurs.

En effet, pour être considéré comme un bon dispositif, un convertisseur en longueur d'onde ne doit pas ou très peu dégrader le signal qu'il convertit. Les critères de qualité comme l'OSNR et le taux d'extinction doivent donc être au mieux maintenus à leurs niveaux, au pire très peu diminués. Ainsi, le calcul du rapport signal sur bruit optique avant et après passage dans un dispositif de traitement du signal renseigne sur l'ajout de bruit par cette fonction, paramètre critique notamment dans le cas de composants actifs.

De plus, les portes optiques répondant différemment à l'arrivée d'un symbole '1' ou d'un '0', sont des éléments dits de « prise de décision ». Or, pour ne pas modifier l'information à convertir en longueur d'onde, ce type de dispositifs doit réaliser le moins d'erreurs possible lors du transfert des données d'une porteuse optique vers une autre. La mesure de taux d'erreur binaire est donc très utile puisqu'elle permet de comptabiliser le nombre d'erreurs commises par la porte optique et donc ajoutées par l'introduction de la fonction dans la liaison. Ce nombre d'erreurs ajoutées est exprimé par la pénalité introduite par le dispositif de traitement du signal. Comme nous l'avons déjà expliqué dans le paragraphe 1.4.3, la pénalité est déduite de courbes de taux d'erreur binaire en fonction de la puissance sur le récepteur. Dans le cas d'étude de fonctions optiques pour le traitement du signal, la pénalité est mesurée en comparant une courbe obtenue en configuration « back-to-back », c'est-à-dire avec une ligne de transmission ne comprenant que les modules d'émission et de réception, avec une courbe obtenue en insérant le dispositif de traitement du signal entre les mêmes émission et réception. Ainsi, les convertisseurs en longueur d'onde doivent introduire une pénalité la plus faible possible.

Enfin, pour assurer les meilleures conditions de propagation du signal converti dans la suite de la liaison, les convertisseurs en longueur d'onde ne doivent pas modifier le caractère physique du signal. Ainsi, sauf exception, ils ne doivent pas induire une conversion de format de modulation

ou une inversion de polarité du signal*. Ils ne doivent également pas provoquer de déformations temporelles ou spectrales (chirp) du signal. Si le phénomène de chirp ne peut être évité, celui-ci doit pouvoir être compensé par un dispositif simple.

Plus les réseaux sont complexes, plus un signal les traversant rencontre de fonctions de convertisseurs en longueur d'onde. Dans ce cas, il est évident que les dispositifs utilisés doivent respecter les différents critères de qualité du signal. C'est ainsi que la cascabilité des convertisseurs est une donnée importante à prendre en compte.

La configuration comprend tout ce qui est lié à l'architecture du convertisseur en longueur d'onde, c'est-à-dire ses paramètres de contrôle (puissance, température, ...), sa stabilité, sa dépendance à la polarisation, l'utilisation de filtres. En effet, les fonctions de traitement tout-optique du signal doivent être compétitives en termes de coût, de simplicité de mise en œuvre, de flexibilité, ...

Ainsi, si un dispositif requiert de très grandes puissances de signaux ou un contrôle complexe de la température, celui-ci ne sera pas considéré comme compétitif en termes de consommation d'énergie et de fonctionnalité. De plus, il est évident que la stabilité des composants vis-à-vis des fluctuations de puissances, de polarisation ou de température est un facteur important vu la complexité croissante des réseaux.

La flexibilité des convertisseurs par rapport à la longueur d'onde est aussi à prendre en compte. Pour être les plus transparents possible, les dispositifs doivent pouvoir réaliser le maximum de combinaisons possibles de conversions à partir de toutes les longueurs d'onde utilisées dans les réseaux. Les fonctions permettant de sélectionner une longueur d'onde par rapport à une autre sont donc primordiales. Le choix de filtres, accordables ou non en longueur d'onde, ou de coupleurs MMI par exemple est donc un critère important.

Enfin, la compacité est également un facteur à garder à l'esprit surtout si l'on considère les réseaux WDM. En effet, il pourrait être intéressant de traiter plusieurs longueurs d'onde à la fois. Or si cela n'est pas possible avec un seul composant, il faudra intégrer les dispositifs en barrette pour un traitement en parallèle des différents canaux. Dans cette perspective, les composants compatibles avec l'optique intégrée sont de bons candidats.

Les performances englobent l'efficacité de conversion, la plage d'accordabilité, la transparence et les limites par rapport aux débits ou aux formats.

L'efficacité de conversion représente l'écart en puissance qu'il existe entre le signal d'origine et le signal converti. Ce critère est très important puisqu'il est directement lié au rendement du processus optique sur lequel est basé la porte optique. Si le processus n'est pas efficace, il sera très difficile de compenser cette lacune. En effet, ce type de performance est étroitement lié à la qualité du signal puisque plus le signal converti sera faible par rapport au signal d'origine plus le rapport signal sur bruit optique sera dégradé. Or, la solution d'amplifier le signal converti apportera quant à elle du bruit d'émission spontanée supplémentaire ce qui est également synonyme de dégradation de l'OSNR. Selon le même principe, les faibles dégradations du taux d'extinction et du taux d'erreur binaire constituent également une performance que l'on peut lier à l'efficacité de conversion. Ainsi, l'efficacité de conversion du processus utilisé est un critère crucial.

La plage d'accordabilité est liée à la flexibilité du convertisseur par rapport aux différents choix de longueurs d'onde du réseau. Un composant à entrée variable-sortie variable est donc beaucoup plus intéressant pour les équipementiers qu'un dispositif à entrée fixe et sortie fixe. De plus, avec une très grande plage d'accordabilité, on peut envisager de réaliser des conversions en longueur

* On rappelle que l'on parle d'inversion de polarité du signal lorsqu'en sortie de la fonction optique, on obtient les données inversées par rapport à l'entrée, c'est-à-dire un '0' à la place d'un '1' et inversement.

d'onde d'une bande de télécommunication vers une autre (bande S vers bande C par exemple), voire d'une fenêtre vers une autre ($1,3\ \mu\text{m}$ vers $1,55\ \mu\text{m}$) [81].

Enfin, en considérant les diverses avancées technologiques motivées par la demande en termes de capacité et de débits d'information, il est évident que plus les dispositifs seront transparents aux différents formats mais également aux débits, plus il sera aisé de les utiliser dans tous les types de réseaux et qu'ils pourront suivre leur évolution sans avoir à être remplacés.

Bien évidemment, la plupart de ces paramètres sont liés comme nous avons pu le voir. Ainsi, il faut choisir le meilleur compromis en fonction de l'utilisation du convertisseur en longueur d'onde et du réseau auquel il sera dédié.

2.3.2 Portes optiques pour la régénération

Les fonctions optiques pour la régénération doivent présenter des critères semblables à ceux exigés pour la conversion de longueur d'onde. Entre autres, il est préférable qu'elles ne modifient pas la forme temporelle ou spectrale du signal, d'autant plus que, comme un régénérateur n'est efficace que s'il est cascadié, ce que nous verrons plus tard, ce type de modifications ne peut que s'accroître. De plus, des critères comme la transparence aux débits ou aux formats de modulation et la stabilité vis-à-vis des fluctuations dues à l'environnement (comme la température ou la pression) ou intrinsèques aux systèmes (comme les variations de polarisation ou les fluctuations de puissance) sont primordiaux. Enfin, la compatibilité avec l'optique intégrée permettant de réaliser des dispositifs compacts est également un facteur à prendre en considération pour les dispositifs de régénération.

Cependant, contrairement aux portes optiques utilisées pour réaliser une simple conversion de longueur d'onde, celles dédiées à la régénération du signal ne doivent pas seulement éviter de dégrader le signal. Elles doivent au contraire pallier les dégradations préalablement subies par celui-ci, c'est-à-dire, comme nous l'avons déjà expliqué, amplifier le signal, améliorer son taux d'extinction, réduire le bruit d'amplitude et si nécessaire la gigue temporelle. Pour cela, ces portes optiques doivent avoir une fonction caractéristique, décrivant leur réponse, de forme non-linéaire. Les fonctions permettant la régénération tout-optique du signal sont en conséquence appelées des « portes optiques non-linéaires » ou NLOG pour Nonlinear Optical Gate [67].

2.3.2.1 Fonctions caractéristiques des portes optiques non-linéaires

Une porte optique non-linéaire doit avoir une fonction caractéristique dont la forme présente deux non-linéarités, comme on peut le voir sur la Figure 2.8.

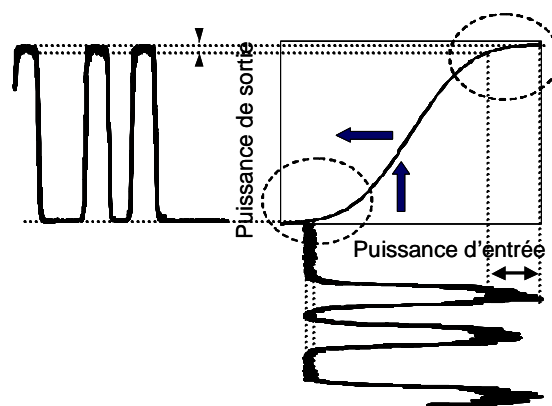


Figure 2.8 : Schéma de principe du rôle de la forme de la fonction caractéristique des portes optiques non-linéaires pour la régénération.

En effet, la présence de deux non-linéarités, correspondant à une valeur « seuil » et une valeur de « saturation », permet une réduction du bruit d'amplitude à la fois sur les symboles '0' et '1' respectivement. Plus les niveaux de ces deux non-linéarités seront horizontaux, plus le bruit d'amplitude sera réduit.

On comprend également grâce à cette figure que le taux d'extinction du signal en sortie de la porte non-linéaire est étroitement lié à l'écart en puissance entre les deux niveaux de non-linéarité, c'est-à-dire au contraste de la porte. Nous rappelons que le taux d'extinction est défini par la formule (1.29) comme le rapport du niveau de puissance des symboles '1' sur celui des '0'. Le contraste est quant à lui défini par le rapport entre les transmissions maximale et minimale de la porte optique non-linéaire, comme le traduit la formule suivante :

$$C = \frac{T_{max}}{T_{min}} \quad (2.1)$$

Enfin, cette figure permet également de mettre en évidence le lien entre la raideur de la pente de la courbe et l'amélioration du taux d'extinction. En effet, pour que le bruit d'amplitude soit réduit à la fois sur les symboles '1' et '0', il faut que les puissances de ces symboles se situent au niveau des deux paliers dus aux non-linéarités, c'est-à-dire les zones entourées sur la figure. Ainsi, il faut un taux d'extinction en entrée de la porte minimum pour que la fonction opère à une régénération des deux types de symboles. Or, plus la pente de la courbe se rapprochera de la verticale, plus la porte optique sera capable de discriminer des symboles '1' et '0' même s'ils sont très proches et ainsi plus le taux d'extinction en entrée de la porte nécessaire à son bon fonctionnement pourra être faible.

Fonctions caractéristiques pour les cas d'auto-modulation et de modulation croisée

Il est en effet intéressant de distinguer les deux modes de fonctionnement des portes optiques : l'auto-modulation et la modulation croisée. En effet, dans les deux cas, la puissance d'entrée correspond à la puissance du signal de contrôle de la porte, c'est-à-dire du signal de données à régénérer que l'on appelle « pompe ». Par contre, le signal de sortie est différent d'un cas à l'autre : pour une auto-modulation, il correspond également au signal de pompe, par contre pour une modulation croisée, le signal collecté en sortie est le second signal modulé par la porte, appelé « sonde ». Les deux formules suivantes expriment les équations des fonctions caractéristiques dans les deux cas de fonctionnement :

$$\begin{cases} P_{out}^{pompe} = f_{auto-modulation}(P_{in}^{pompe}) \\ P_{out}^{sonde} = f_{modulation_croisée}(P_{in}^{pompe}) \end{cases} \quad (2.2)$$

Or, quel que soit le mode de fonctionnement choisi, la fonction caractéristique de la porte optique non-linéaire ($P_{out}=f(P_{in})$), doit toujours avoir une forme similaire à celle représentée sur la figure précédente. Pour que la porte optique non-linéaire soit une fonction prometteuse pour la régénération optique, sa fonction caractéristique doit donc a priori avoir deux non-linéarités séparées par une droite de pente la plus raide possible, avec un très bon contraste et que les deux paliers au niveau des non-linéarités soient les plus horizontaux possibles. On parle alors de fonction caractéristique idéale en forme de marche d'escalier.

Cependant, en général, les fonctions représentatives de la réponse d'un appareil expriment la transmission du dispositif en question et non sa puissance de sortie. Or, la transmission d'une fonction se définit comme le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée d'un même signal traversant le dispositif, c'est-à-dire pour nos deux cas de fonctionnement :

$$\begin{cases} T_{\text{auto-modulation}} = \frac{P_{\text{out}}^{\text{pompe}}}{P_{\text{in}}^{\text{pompe}}} \\ T_{\text{modulation_croisée}} = \frac{P_{\text{out}}^{\text{sonde}}}{P_{\text{in}}^{\text{sonde}}} \end{cases} \quad (2.3)$$

Ainsi, dans le cas de la modulation croisée, comme le signal de sonde en entrée n'est pas modulé, la puissance dans chaque temps bit est égale à la même constante. En conséquence, la fonction de transmission d'une porte optique non-linéaire en modulation croisée est équivalente, à une constante près, à sa fonction caractéristique. La forme de la fonction de transmission d'un régénérateur en modulation croisée doit donc être semblable à celle représentée sur la Figure 2.8, devant se rapprocher au maximum de la forme idéale en marche d'escalier.

A partir des définitions (1.29) et (2.3), on peut alors exprimer le taux d'extinction en sortie d'une porte optique non-linéaire en modulation croisée :

$$TE_{\text{out}} = \frac{P_{\text{out}}^{'1'}\text{sonde}}{P_{\text{out}}^{'0'}\text{sonde}} = \frac{P_{\text{in}}^{'1'}\text{sonde} \cdot T(P_{\text{in}}^{'1'}\text{pompe})}{P_{\text{in}}^{'0'}\text{sonde} \cdot T(P_{\text{in}}^{'0'}\text{pompe})} \quad (2.4)$$

Or, la sonde d'un dispositif en modulation croisée n'est pas modulée à l'entrée, son signal dans chaque temps bit est donc le même ce qui signifie qu'on ne distingue pas de puissances de symboles '1' ou '0'. En conséquence, $P_{\text{in}}^{'1'}\text{sonde} = P_{\text{in}}^{'0'}\text{sonde} = P_{\text{in}}^{\text{sonde}}$. L'équation (2.4) devient donc :

$$TE_{\text{out}} = \frac{P_{\text{in}}^{\text{sonde}} \cdot T(P_{\text{in}}^{'1'}\text{pompe})}{P_{\text{in}}^{\text{sonde}} \cdot T(P_{\text{in}}^{'0'}\text{pompe})} = \frac{T_{\text{max}}}{T_{\text{min}}} = C \quad (2.5)$$

Cette relation met en évidence que le taux d'extinction en sortie de la porte non-linéaire en modulation croisée est égal au contraste de la porte. Pour une régénération optimale, il faut par conséquent que le contraste soit le plus grand possible.

En pratique, pour être efficace, la fonction de transmission (et donc la fonction caractéristique) de la porte optique non-linéaire doit présenter un contraste d'au moins 10 dB.

On peut également attirer l'attention du lecteur sur le fait qu'une porte optique en modulation croisée peut être à l'origine d'une inversion de polarité du signal, c'est-à-dire que, aux symboles '1' en entrée, respectivement '0', correspondront en sortie des symboles '0', respectivement '1'. Ceci est le cas lorsque la fonction caractéristique de la porte présente une pente négative, comme on peut le voir sur la Figure 2.9.

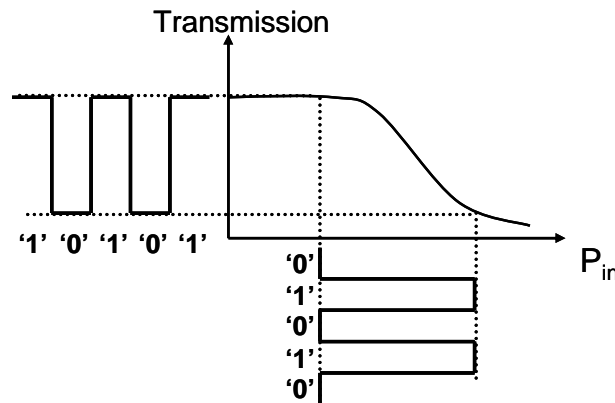


Figure 2.9 : Fonction caractéristique d'une porte optique entraînant une inversion de polarité du signal.

Dans le cas d'une porte optique non-linéaire en auto-modulation, il n'y a qu'un seul signal en entrée, qui est modulé. La fonction de transmission et la fonction caractéristique ne sont donc plus liées par une simple proportionnalité. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, pour transmettre un minimum de bruit possible, il faut que la fonction caractéristique de la porte optique ait une forme dite en « S » c'est-à-dire avec deux non-linéarités et deux paliers les plus horizontaux possibles. Or, dans le cas de l'auto-modulation, à la fois les puissances d'entrée et de sortie varient dans le calcul de la transmission. Ainsi, la forme en « S » de la fonction caractéristique entraîne une fonction de transmission avec des extrémités (qui correspondent aux paliers de la fonction caractéristique) de pentes négatives. En effet, si le bruit d'amplitude des symboles est transmis via une portion de fonction de pente négative, le bruit maximal est moins bien transmis que le niveau minimal de bruit, d'où une réduction du bruit d'amplitude.

La Figure 2.10 représente une fonction de transmission typique d'une porte optique non-linéaire en auto-modulation.

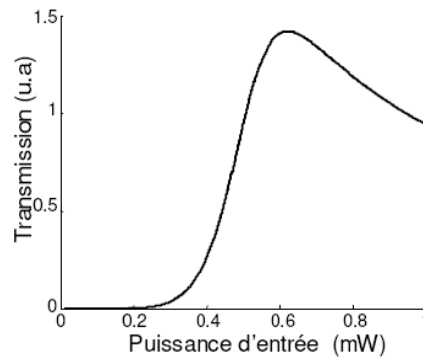


Figure 2.10 : Fonction de transmission typique d'une porte optique non-linéaire en auto-modulation.

On peut remarquer que sur cette figure, l'extrémité correspondant à la transmission des symboles '1' est bien de pente négative mais que ce n'est pas le cas pour celle de la transmission des symboles '0'. En effet, une fonction de transmission avec deux extrémités à pentes négatives induirait une transmission infinie pour une puissance incidente nulle ce qui est mathématiquement la solution déduite de la fonction caractéristique de la Figure 2.8 mais qui n'est physiquement pas envisageable. Ainsi, on en déduit qu'une porte optique non-linéaire en auto-modulation ne peut au mieux réduire le bruit d'amplitude que sur un type de symboles. Par conséquent, ce type de régénérateur ne peut fonctionner seul car il ne réalise qu'une régénération partielle [61]. Les régénérateurs en auto-modulation sont donc plus efficaces lorsqu'ils sont formés d'un dispositif capable de réduire le bruit d'amplitude sur les symboles '1' associés à un autre dispositif réduisant celui sur les '0'.

Cependant, il est intéressant de constater que, dans le cas d'une porte optique ayant une transmission du type de la Figure 2.10, les symboles '0' ont tout de même leur puissance atténuée ce qui conduit à une amélioration du taux d'extinction. Par abus de langage, cette réduction de puissance est assimilée à une régénération des symboles '0' puisque la puissance du bruit est réduite en même temps que celle du signal. Ce type de portes optiques en auto-modulation peut donc se suffire à elle-même.

Concernant le taux d'extinction en sortie d'une porte optique non-linéaire en auto-modulation, il peut s'exprimer de la même manière que dans le cas de la modulation croisée :

$$TE_{out} = \frac{P_{out}^{1'pompe}}{P_{out}^{0'pompe}} = \frac{P_{in}^{1'pompe} \cdot T(P_{in}^{1'pompe})}{P_{in}^{0'pompe} \cdot T(P_{in}^{0'pompe})} = TE_{in} \cdot C \quad (2.6)$$

Ainsi, contrairement au cas de la modulation croisée, le contraste de la porte ne correspond pas au taux d'extinction en sortie mais à l'amélioration du taux d'extinction. Une porte en auto-modulation nécessite donc un contraste moins important que dans le cas d'une modulation croisée. En pratique, pour que la fonction soit efficace, il faut que le contraste de la porte soit au moins de 5 dB.

En résumé, les fonctions caractéristiques ($P_{\text{out}} = f(P_{\text{in}})$) des portes optiques pour la régénération doivent avoir une forme en « S », c'est-à-dire avec deux non-linéarités. Comme la réduction du bruit d'amplitude sur chaque symbole est liée à l'horizontalité des paliers au niveau des non-linéarités et que l'amélioration du taux d'extinction par la porte dépend de la raideur de la fonction caractéristique, la forme idéale serait celle dite en « marche d'escalier ».

Concernant les fonctions de transmission, généralement utilisées pour décrire un dispositif optique, il faut distinguer les cas de modulation croisée et d'auto-modulation. Dans le premier cas, la fonction de transmission a la même forme que la fonction caractéristique ; on recherche donc une forme en « S » ou « marche d'escalier ». Dans le second cas, d'auto-modulation, la fonction de transmission n'aura pas la même forme que la fonction caractéristique ; la transmission des symboles, où s'accumule le bruit d'amplitude doit alors être de pente négative. Ceci est très difficile à obtenir en pratique avec un seul composant : les portes optiques non-linéaires en auto-modulation ne réalisent donc qu'une régénération partielle, c'est-à-dire que sur un type de symboles, et doivent donc être envisagées par paire. Cependant, certaines peuvent permettre une atténuation significative du bruit pouvant s'apparenter à de la régénération et peuvent se suffire à elle-même.

Cet inconvénient des portes en auto-modulation doit cependant être comparé à leur avantage principal, en plus de ne nécessiter aucun signal supplémentaire : le fait qu'elle fonctionne parfaitement avec des contrastes beaucoup moins importants que les portes optiques non-linéaires en modulation croisée.

Fonctions caractéristiques pour les cas 2R et 3R

Pour la régénération 3R, seule la modulation croisée est possible ; ainsi comme nous l'avons vu précédemment, la porte optique non-linéaire idéale doit avoir une fonction caractéristique en forme de « marche d'escalier ». Les répéteurs opto-électroniques présentent ce type de fonction caractéristique, c'est pour cela qu'ils sont actuellement utilisés. Il est beaucoup plus difficile d'obtenir des fonctions équivalentes avec des dispositifs tout-optiques.

Cependant, comme nous en avons déjà parlé, à des débits supérieurs à 10 Gbit/s, les composants opto-électroniques perdent en compétitivité en termes de performances, de simplicité, et donc de coût. De plus, avec le développement des codes correcteurs d'erreurs (FEC), les moins bonnes performances des régénérateurs tout-optiques en termes de fonction caractéristique peuvent, en quelque sorte, être compensées.

De plus, cascader deux fonctions non-linéaires permet d'augmenter la non-linéarité de la réponse globale [70]. L'association de deux fonctions peut ainsi permettre également de pallier les inconvénients et ajouter les avantages de deux fonctions complémentaires (comme une fonction introduisant du chirp associé à un module de compensation).

Concernant la régénération 2R, les deux types de modulation (auto ou croisée) peuvent être utilisés. D'après ce que nous avons expliqué sur la forme de la fonction caractéristique d'un dispositif et son rôle dans la réduction du bruit d'amplitude et l'amélioration du taux d'extinction, il semble que la fonction en marche d'escalier soit la plus appropriée. Cependant, contrairement au cas de la régénération 3R, la régénération 2R ne permet pas la réduction de la gigue temporelle. Ainsi, dans ce cas, le bruit d'amplitude n'est pas le seul bruit dont il faut tenir compte. En effet, une porte optique pour la régénération 2R doit réduire le bruit d'amplitude, améliorer le taux d'extinction mais doit en plus ne pas trop augmenter la gigue temporelle, problème dont la régénération 3R n'a pas à se soucier.

Or, comme nous l'avons vu au paragraphe 1.4.2, le bruit d'amplitude sur les symboles induit des fluctuations des fronts montants et descendants des impulsions et ainsi entraîne de la gigue temporelle. Les portes optiques pour la régénération 2R ont tendance à intensifier ce phénomène [68, 69]. Dans ce cas, les fluctuations d'amplitude du signal d'entrée conduisent à des variations de largeur des impulsions en sortie mais celles-ci restent centrées. Ainsi, la gigue temporelle introduite par la porte optique pour la régénération 2R correspond à des fluctuations de la largeur des impulsions et non à un décalage des impulsions dans leur temps bit. On peut alors introduire le terme de « pseudo-gigue » pour décrire ce phénomène.

Il a été montré que l'introduction de cette pseudo-gigue était liée à la forme de la fonction caractéristique des portes optiques non-linéaires utilisées comme régénérateurs 2R [82]. La Figure 2.11 montre un récapitulatif des résultats numériques obtenus par Mathilde Gay sur cette étude [69].

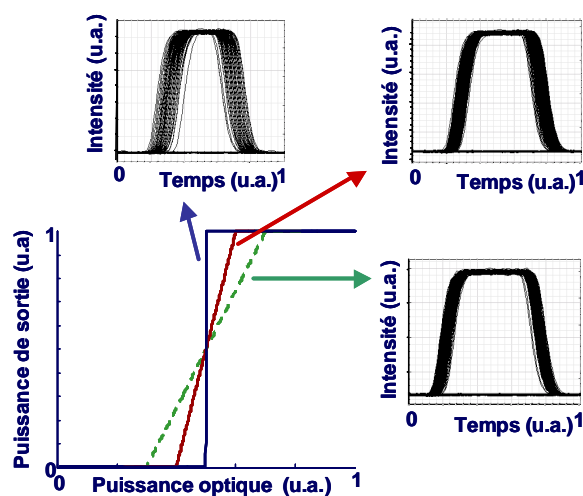


Figure 2.11 : Influence de la pente de la fonction caractéristique d'un régénérateur 2R sur l'introduction de « pseudo-gigue ».

Cette figure reporte les diagrammes de l'œil en sortie de portes optiques non-linéaires utilisées pour la régénération 2R et présentant des pentes de fonctions caractéristiques de différents coefficients. On voit alors clairement que plus la fonction caractéristique de la porte optique non-linéaire est raide, plus le dispositif introduit de « pseudo-gigue ».

On peut donc déduire de ces études que la forme idéale d'une fonction caractéristique de porte optique pour la régénération 2R n'est pas celle en « marche d'escalier ». Pour ce type de fonction, un compromis doit être trouvé entre l'amélioration du taux d'extinction et l'introduction de « pseudo-gigue ».

En résumé, pour la régénération 3R, les dispositifs optiques recherchés sont ceux dont la fonction caractéristique (et donc de transmission) a une forme se rapprochant le plus possible de la « marche d'escalier ». En ce qui concerne la régénération 2R, les portes optiques présentant une fonction moins abrupte, c'est-à-dire plus proche de la forme en « S », sont plus efficaces car elles introduisent moins de « pseudo-gigue ».

L'étude de la forme de la fonction caractéristique d'une porte optique non-linéaire nous donne donc quelques premiers renseignements très intéressants pour évaluer le potentiel de régénération du dispositif. Seulement, la fonction de régénération étant dédiée à une application en système de transmission, il est nécessaire de la confronter à cet environnement et à ses critères d'évaluation.

2.3.2.2 Tests et outils d'évaluation en environnement « système »

Comme nous l'avons vu pour le cas des convertisseurs en longueur d'onde, les critères de qualités présentés au paragraphe 1.4 peuvent servir à évaluer les dégradations introduites par une fonction de traitement du signal insérée dans la liaison.

Ainsi, la mesure de l'OSNR avant et après un régénérateur, comme pour un convertisseur en longueur d'onde, permet d'évaluer l'ajout de bruit que le dispositif induit sur le signal.

Le diagramme de l'œil permet, quant à lui, de vérifier si le signal n'a pas subi de déformations temporelles trop importantes ou si le format de modulation est bien conservé. Il offre également une première visualisation du bruit d'amplitude et de la gigue temporelle présents sur les symboles. Cet outil ne donne pas de résultats quantitatifs et peut être faussé par les réponses temporelles des appareils de mesure puisqu'il repose sur une photodiode et un oscilloscope à échantillonnage de bandes passantes limitées, comme tout appareil basé sur l'électronique. Cependant, le diagramme de l'œil constitue, comme nous l'avons déjà fait remarquer lors de sa présentation au paragraphe 1.4.2, un très bon outil pour une analyse préliminaire.

Enfin, comme nous l'avons expliqué dans le cas des convertisseurs en longueur d'onde, la mesure de taux d'erreur binaire est celle qui permet de quantifier au mieux l'impact d'un dispositif optique sur un signal de transmission. Elle permet en effet de déduire la pénalité introduite par la porte optique non-linéaire par le procédé décrit au paragraphe 1.4.3.

Problématique des pénalités négatives

Un signal régénéré doit présenter un très bon taux d'extinction, pas ou peu de bruit d'amplitude et de gigue temporelle et très peu d'erreurs supplémentaires, c'est-à-dire que la pénalité introduite par la fonction optique dédiée à la régénération soit la plus faible possible. Cependant, il existe des effets qui peuvent entraîner de telles caractéristiques du signal mesurées au diagramme de l'œil ou via le TEB après un seul passage dans la fonction. Ces « effets qui peuvent être pris pour de la régénération mais qui n'en sont pas » sont par exemple le filtrage optique, le changement de format, le choix du seuil de décision*.

Un filtrage optique fin entraîne en effet une ouverture du diagramme de l'œil ainsi qu'une amélioration du taux d'erreur binaire. Or ceci est simplement dû au fait qu'un filtre optique va laisser plus ou moins passer du bruit d'émission spontanée amplifiée selon la largeur de sa bande passante ce qui n'a rien à voir avec le processus beaucoup plus complexe de régénération. Ainsi, lors de l'étude d'une porte optique non-linéaire, il faut s'assurer de qualifier le signal sur les mêmes bandes optiques et électriques tout en tenant compte également de la bande passante des éléments constitutifs de la porte.

Un léger changement de format, c'est-à-dire une compression ou un élargissement temporel du signal, peut également conduire à une amélioration du taux d'erreur binaire qui est en fait due à une amélioration de la sensibilité du récepteur. La variation de cette sensibilité avec le changement de format avait déjà été observée par Idler [83]. En fait, un changement de format peut conduire à une meilleure adéquation entre le format du signal et le récepteur, et ainsi entraîner une amélioration du taux d'erreur binaire. Ceci ne constitue cependant pas une régénération du signal.

Enfin, comme nous l'avons vu au paragraphe 1.4.3, la formule (1.33) montre que le taux d'erreur binaire dépend de la tension de seuil choisie. Ainsi, pour mesurer la pénalité introduite par une fonction optique pour la régénération, il faut optimiser le seuil de décision lors de chaque mesure (c'est-à-dire en « back-to-back » puis avec l'insertion de la porte optique). En effet, si cette tension est optimisée pour le signal de référence du « back-to-back », il ne l'est pas forcément pour un signal régénéré.

* Notons que Mathilde Gay présente une étude détaillée de l'impact de ces effets dans le paragraphe I.1 du chapitre III (page 56) de son manuscrit de thèse [69].

Ces trois effets qui peuvent s'apparenter à de la régénération peuvent donc provoquer une amélioration du TEB par rapport à la mesure de référence en « back-to-back » et ainsi conduire à une mesure de pénalité négative. En effet, dans ce cas, la courbe de taux d'erreur binaire mesurée avec fonction optique pour la régénération passe à gauche de celle de référence mesurée en « back-to-back », contrairement au cas montré sur la Figure 1.15.

Or, une mesure de pénalité négative est théoriquement synonyme de correction d'erreurs. En effet, si l'introduction d'une fonction permet une amélioration du taux d'erreur binaire, cela signifie que cette fonction corrige les erreurs puisqu'en sortie le signal comporte alors moins d'erreurs qu'en entrée. Or seule l'introduction de redondances dans le codage du signal sous forme d'algorithmes de correction d'erreurs (FEC) implantés dans les circuits électroniques permet de réaliser ce type de fonctionnalité. Les régénérateurs, quant à eux, ne corrigent pas les erreurs, ils évitent leur accumulation ce qui signifie que le TEB en sortie d'un régénérateur peut au mieux être égal au TEB à son entrée mais en aucun cas être inférieur. Ainsi, le TEB minimal pouvant être mesuré pour une transmission comportant un régénérateur ne peut être inférieur au TEB de référence mesuré avec la même transmission sans régénérateur. Par conséquent, en théorie, il n'est pas possible de mesurer des pénalités négatives dans un cas de régénération. Ceci a été étudié et démontré via des études expérimentales et numériques par Laurent Bramerie au cours de ses travaux de thèse [84].

Cependant, les cas de mesure de pénalités négatives sont nombreux dans la littérature. Or dans ces cas de figure, la référence en « back-to-back » n'est pas choisie pour le cas idéal, c'est-à-dire dans le cas d'utilisation d'un récepteur optimisé (avec une puissance de signal adaptée pour que le bruit du récepteur soit négligeable devant celui du signal, avec une tension de seuil de décision optimisée, dans le cas d'un signal non bruité, ...). En effet, dans la plupart des publications, pour les mesures de pénalités, les auteurs comparent deux courbes obtenues dans le cas d'ajout de bruit dans la ligne de transmission. Ainsi, dans ce cas, la puissance mesurée pour un TEB donné dans le cas de la transmission de référence n'est pas la sensibilité du récepteur. La pénalité mesurée ne correspond donc plus à celle définie au paragraphe 1.4.3. La figure suivante, issue des travaux de Laurent Bramerie, explicite les résultats des différents types de mesure.

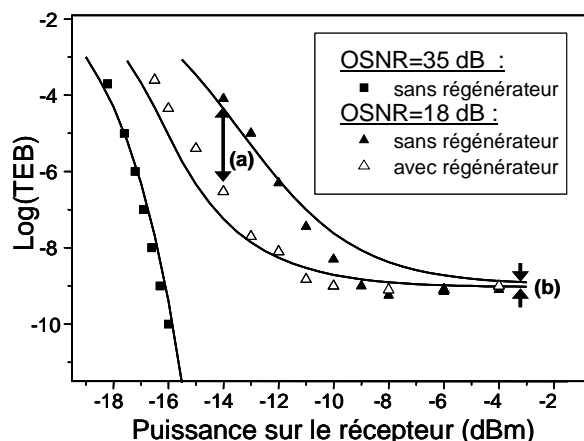


Figure 2.12 : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance sur le récepteur avec et sans régénérateur optique pour différents OSNR.

Traits pleins : simulation numérique ; symboles : résultats expérimentaux

(a) : Amélioration du TEB, réduction de bruit ; (b) : Pas d'amélioration du TEB si récepteur optimisé

La courbe de référence utilisée pour la mesure de sensibilité, permettant de déduire la pénalité comme définie au paragraphe 1.4.3, est celle à gauche symbolisée par des carrés noirs. Elle représente donc l'évolution du taux d'erreur binaire pour une transmission « idéale », c'est-à-

dire sans bruit. Dans ce cas, le TEB évolue linéairement en fonction de la puissance sur le récepteur ce qui est logique car plus la puissance reçue est importante, meilleur est l'OSNR, et ainsi meilleur est le TEB mesuré. La courbe à droite, symbolisée par des triangles noirs, est un exemple de courbe de référence utilisée lors de mesure de pénalités négatives. Elle correspond à une transmission réelle avec accumulation d'émission spontanée amplifiée. Dans ce cas, le TEB évolue tout d'abord linéairement mais avec une pénalité par rapport à la courbe d'une transmission idéale. Puis, il présente un plancher, lorsque la puissance sur le récepteur augmente, que l'on appelle « plancher d'erreurs ». Ce plancher symbolise le fait que l'ESA est à l'origine des erreurs dans la détection. Enfin, la troisième courbe, symbolisée par les triangles blancs, correspond au cas de régénération. Comme dans le cas de la transmission réelle, cette courbe présente un plancher d'erreurs qui au mieux est au même niveau que celui du cas de transmission réelle. Ceci s'explique par le fait qu'un régénérateur ne corrige pas les erreurs. Il ne fait que minimiser l'accumulation du bruit et améliorer le taux d'extinction et ainsi améliorer la détection.

On voit donc, grâce à ces courbes, que l'on peut mesurer une pénalité négative si on compare la courbe de mesures du TEB dans le cas avec régénérateur optique, à la courbe obtenue avec un récepteur en présence de bruit optique en excès (OSNR de 18 dB). On voit également que, si cette même courbe est comparée à la courbe de référence où le récepteur est utilisé de manière optimale, la pénalité est positive mais moindre que si la transmission est réalisée sans introduction de régénérateur. Ceci est également lié au fait qu'un régénérateur ne corrige pas les erreurs mais améliore le taux d'extinction du signal et donc améliore la détection [67, 82].

Lors des études menées au cours de cette thèse, les mesures de pénalités ont toujours été réalisées par comparaison à la sensibilité du récepteur. Ceci, contrairement aux autres méthodes de mesure, permet de réaliser une première étude d'une fonction pour la régénération en quantifiant la dégradation du TEB introduite par le dispositif à étudier. En effet, un régénérateur étant un dispositif de prise de décision, il introduit obligatoirement des erreurs. Une porte optique pour la régénération ne devant pas en introduire trop, la mesure de la pénalité permet de juger de la qualité d'une fonction optique utilisée comme régénérateur dans une liaison.

De plus, cette méthode permet de mettre en évidence les possibles changements de formats introduits par une fonction pour la régénération. En effet, si, via cette méthode, une pénalité négative est mesurée alors que, comme nous l'avons décrit précédemment, les bandes passantes des différents filtrages sont compatibles et que le seuil de décision a été optimisé pour chaque mesure, cela signifie que le régénérateur engendre une modification du format ce qui peut être pénalisant pour la suite de la propagation.

On peut noter qu'il est également possible de placer la fonction à étudier entre deux tronçons de fibre de transmission. Une amélioration du taux d'erreur binaire en réception est alors la preuve que le régénérateur a réduit la variance des densités de probabilité de puissance des symboles du signal transmis dans le deuxième tronçon de fibre de transmission et que cela a amélioré la qualité de la transmission [85]. Cependant cette technique est également sensible aux effets qui s'apparentent à la régénération sans en être et ne permet donc pas de statuer quant à l'efficacité d'une fonction pour la régénération.

Ainsi, la visualisation du diagramme de l'œil et la mesure de pénalité permettent de montrer si une fonction optique introduit du bruit ou si elle déforme les impulsions. Cependant, en aucun cas ces premières mesures ne peuvent renseigner sur la capacité de la fonction à régénérer le signal. De plus, comme le régénérateur ne peut corriger les erreurs, il est inutile de le placer juste devant le récepteur, sa place est plus au cœur des lignes de transmission. En outre, dans les réseaux de télécommunications, un signal rencontre plusieurs régénérateurs avant d'être détecté. Ainsi, étudier l'impact d'un seul régénérateur sur une ligne de transmission n'est qu'une première étape. Le seul moyen de connaître le potentiel de régénération d'une fonction est de la tester en cascade car seule l'accumulation de plusieurs régénérateurs tout le long d'une transmission empêche le TEB de trop se dégrader [67, 70]. Pour tester le régénérateur en cascade en laboratoire, on utilise un outil appelé « boucle à recirculation ».

Boucle à recirculation

Une boucle à recirculation est un dispositif qui permet, à partir d'une ligne de transmission courte (typiquement de l'ordre de plusieurs centaines de kilomètres), d'effectuer des transmissions de plusieurs milliers de kilomètres [86]. Son principe est basé sur la création de paquets de données que l'on fait circuler plusieurs fois dans une boucle formée entre autre d'un tronçon de fibre de transmission. Ces paquets, à qui l'on peut faire parcourir des distances différentes, sont analysés en sortie de boucle via les critères habituels : mesure de taux d'extinction, d'OSNR, de TEB, ... La Figure 2.13 présente le schéma de principe d'une boucle à recirculation.

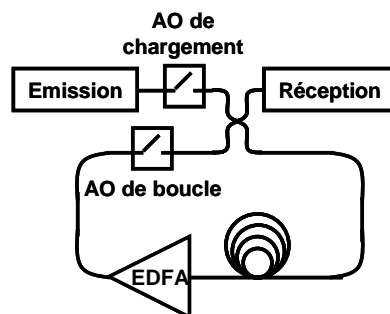


Figure 2.13 : Schéma de principe d'une boucle à recirculation.

D'après ce schéma, on peut voir qu'une boucle à recirculation comporte les mêmes éléments qu'une ligne de transmission, à savoir un bloc d'émission (Tx), un bloc de réception (Rx), de la fibre de transmission ainsi qu'un EDFA. En effet, une telle boucle a pour but de simuler la propagation dans une ligne de transmission, il est donc naturel que le motif de base, qui va être parcouru un certain nombre de fois, contienne tous les éléments d'une telle ligne. Ainsi, comme dans toute liaison optique, l'EDFA sert à compenser l'atténuation due au tronçon de fibre. Ceci permet, via un réglage optimal, d'avoir le même niveau de puissance en entrée et en sortie de boucle ce qui entraîne une puissance identique pour tous les paquets quelle que soit la distance qu'ils aient parcourue.

La boucle est également constituée d'un coupleur qui permet à une partie du signal d'être dirigée vers le récepteur pour analyse et à l'autre partie de poursuivre sa progression dans la boucle. Enfin, le fonctionnement de la boucle ne saurait être possible sans des interrupteurs optiques de type acousto-optique (AO). Le premier interrupteur, appelé « AO de chargement », permet la création d'un paquet optique à l'intérieur de la boucle. Son temps de fermeture correspond à la durée du paquet. Le deuxième interrupteur, appelé « AO de boucle », permet de fermer la boucle pour que le paquet optique puisse y circuler jusqu'à ce que l'interrupteur soit à nouveau ouvert. L'AO de boucle permet donc de laisser le signal parcourir la distance cible ou bien d'interrompre sa progression pour laisser entrer un nouveau paquet. Sa fenêtre de transmission est réglée de manière à récupérer les données qui ont parcouru N tours de boucle sans qu'elles ne se superposent à celles qui en ont parcouru $(N-1)$ tours.

Il est à noter que ce type de boucle à recirculation est à pas fixe, c'est-à-dire que la distance entre deux fonctions à tester est fixée. Or, il peut être intéressant, surtout en terme de coût, d'essayer d'optimiser la distance entre les dispositifs, surtout s'il s'agit de régénérateurs. Dans ce cas, on peut alors utiliser une boucle à pas variable qui permet de faire varier la distance entre les fonctions cascades. Des résultats intéressants en terme d'optimisation de la distance entre régénérateur 2R ont été montrés en 2005 [87]. Les tests en configuration « système » menés au cours de ces travaux de thèse ont été réalisés à partir d'une boucle à recirculation à pas fixe. Ainsi, nous ne développerons pas ici le principe de la boucle à pas variable mais nous invitons le lecteur

à se reporter au manuscrit de thèse de Mathilde Gay pour obtenir plus de détails concernant cet outil particulier [69].

Cet outil permet donc, à partir de peu d'éléments dont quelques centaines de kilomètres de fibre, de simuler des transmissions de longueurs variables (proportionnelles à la longueur du tronçon de fibre utilisé dans le motif de base). En insérant une fonction optique à tester au cœur de la boucle, il est également possible de voir l'impact d'une cascade de telles fonctions sur une transmission optique.

Dans le cas particulier de régénération, nous avons présenté les difficultés de caractérisation de l'efficacité d'un régénérateur. Or, une caractérisation en cascade permet en outre de s'affranchir d'un certain nombre des phénomènes qui peuvent s'apparenter à de la régénération sans en être. En effet, si un changement de format ou un effet de filtrage peuvent laisser régner un doute sur le rôle du régénérateur par l'observation d'une légère amélioration du taux d'erreur binaire après un passage dans le dispositif, ce doute disparaît lorsque l'on cascade le régénérateur. En effet, si, en introduisant une porte optique non-linéaire dans la boucle, on augmente significativement la distance de propagation possible, on peut alors considérer l'efficacité de cette fonction pour la régénération est prouvée.

Ainsi, dans le cas d'étude de fonctions optiques pour la régénération, les tests via boucle à recirculation consistent, entre autres, à mesurer la distance de propagation maximale que l'on peut atteindre sans que le signal ne comporte d'erreurs (c'est-à-dire que le taux d'erreur binaire reste inférieur à 10^{-10} et ne peut donc être mesuré via les outils actuels). Un autre test significatif consiste à mesurer le taux d'erreur binaire en fonction de la distance (ou du nombre de tours de boucle, ce qui correspond au nombre de régénérateurs utilisés). Pour cela, en général, on introduit artificiellement du bruit dans la boucle (via un coupleur et une source blanche) ce qui permet de créer des erreurs et donc de mesurer des taux d'erreur binaire.

P. Ohlen *et al* [88] ont montré que, dans le cas d'une transmission réelle sans régénérateur, l'accumulation du TEB évolue exponentiellement avec le nombre d'amplificateurs alors qu'elle évolue linéairement en fonction du nombre de régénérateurs pour une transmission en comportant. La figure suivante présente les résultats de simulation qu'il a obtenu pour une ligne régénérée via des portes optiques de pentes de fonction caractéristique plus ou moins raides.

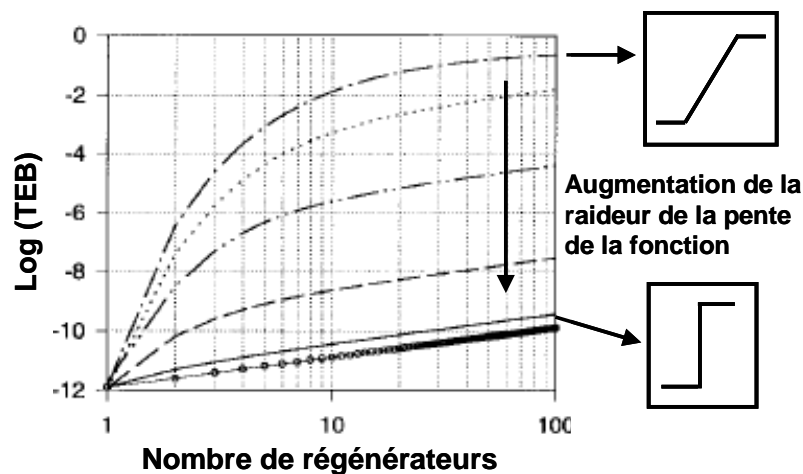


Figure 2.14 : Evolution du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascade de régénérateurs pour différentes fonctions caractéristiques (se distinguant par leurs coefficients directeurs).

Si la fonction testée est un régénérateur optique, la courbe d'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de tours de boucle a une forme similaire à l'une des courbes précédentes présentées par Ohlen.

En résumé, les convertisseurs en longueur d'onde et les régénérateurs jouent un rôle primordial dans les réseaux de télécommunications optiques. En effet, les premiers permettent le routage en longueur d'onde ce qui offre de nombreuses possibilités d'action dans les réseaux et les seconds permettent de pallier les différentes dégradations subies par le signal au cours de sa propagation dans les liaisons optiques et ainsi d'accroître les distances de transport de l'information tout en assurant très peu d'erreurs.

Ces deux types de traitement du signal peuvent être réalisés soit opto-électroniquement, soit tout-optiquement. La solution tout-optique apparaît assez attractive puisqu'elle évite le passage par l'électronique et permet ainsi l'accès aux hauts débits.

Le principe de fonctionnement des convertisseurs en longueur d'onde et des régénérateurs optiques est basé sur l'utilisation de dispositifs appelés « portes optiques » dont la réponse varie selon l'intensité du signal d'entrée. Elles peuvent être utilisées soit en auto-modulation ou en modulation croisée. Dans le cas particulier des régénérateurs optiques, on distingue trois étapes de fonctionnement dites 1, 2 et 3R pour « Retiming Reshaping repeater ».

Pour déterminer si un dispositif est un bon convertisseur en longueur d'onde, il faut que les critères de qualité de la transmission (OSNR, taux d'extinction et TEB), décrits dans le paragraphe 1.4, soient les moins dégradés possible par l'introduction du dispositif dans la ligne et que le signal ne soit pas déformé temporellement ou spectralement. Il faut également que l'architecture de la fonction soit compétitive en termes de simplicité, de consommation d'énergie, de stabilité, de compacité. Enfin, l'efficacité de conversion, l'accordabilité et la transparence du convertisseur doivent être les meilleurs possibles. La plupart de ces paramètres étant dépendants les uns des autres, il faut trouver le meilleur compromis en fonction de la place et du rôle du convertisseur dans le réseau.

Toutes ces exigences sont également valables pour les fonctions dédiées à la régénération. Cependant, les régénérateurs ne doivent pas seulement ne pas dégrader le signal, ils doivent l'amplifier, améliorer son taux d'extinction, réduire le bruit d'amplitude et si nécessaire la gigue temporelle. Pour cela, ils doivent tout d'abord présenter une fonction caractéristique ($P_{\text{out}} = f(P_{\text{in}})$) en forme de « S », c'est-à-dire avec deux non-linéarités, dont les paliers sont les plus horizontaux possibles, et un fort contraste.

Concernant les modes de fonctionnement des portes en auto-modulation et modulation croisée, la forme de la fonction caractéristique est identique dans les deux cas. Dans le cas de la régénération « 3R », la fonction caractéristique idéale a une forme dite « en marche d'escalier ». Dans le cas de la régénération « 2R », à cause d'une possibilité d'un transfert du bruit d'amplitude vers les flancs de l'impulsion, il a été montré qu'une forme moins abrupte de fonction caractéristique était préférable.

L'étude des fonctions caractéristiques et/ou de transmission apporte un premier renseignement sur le potentiel de régénération d'un dispositif. Cependant, il est nécessaire de le tester en configuration « système ». Dans ce cas, on peut observer l'impact de la porte optique non-linéaire sur le signal en observant celui-ci au diagramme de l'œil ainsi qu'en mesurant la pénalité introduite par le dispositif. Or, il existe des effets qui peuvent avoir pour effet de diminuer le taux d'erreur binaire sans pour autant être de la régénération. Ainsi, pour déterminer l'efficacité de régénération d'une fonction, il est nécessaire de la tester en cascade au moyen, en laboratoire, d'une boucle à recirculation. À l'aide de cet outil, on peut voir si l'introduction régulière de dispositifs dans une ligne permet d'améliorer significativement la distance parcourue par le signal sans détection d'erreur. Si c'est le cas, il n'y a plus de doute quant à l'efficacité de la fonction comme régénérateur.

Chapitre 3

Etat de l'art sur les techniques de conversion de longueur d'onde et de régénération tout-optiques

Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 2, les convertisseurs en longueur d'onde et les régénérateurs doivent permettre de réaliser un transfert de modulation d'une porteuse optique vers une autre, dans le premier cas, et « nettoyer » un signal tout en gardant sa modulation intacte, dans le second cas. Pour cela, leurs architectures s'appuient sur le principe des portes optiques qui sont des fonctions qui ont un comportement différent selon si un symbole '1' ou '0' se présente en entrée : dans le cas de non inversion de polarité (respectivement d'inversion de polarité), elles sont bloquantes en réponse à un '0' (respectivement '1') et passantes en réponse à un '1' (respectivement '0').

Dans ce chapitre, nous allons décrire les différents processus utilisés ainsi que les architectures développées pour réaliser de la conversion en longueur d'onde et/ou de la régénération et nous présenterons les dernières performances obtenues dans le but d'aboutir à un état de l'art.

3.1 Techniques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs

A l'origine, les amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) ont été développés pour amplifier les signaux dans les systèmes de télécommunications [89]. Cependant, du fait de leurs non-linéarités de gain importantes, ils se sont avérés tout à fait attractifs pour le traitement tout optique du signal [90] et notamment pour les fonctions de régénération et de conversion de longueur d'onde [91, 92].

Notons dès à présent que les SOA étant au cœur des architectures étudiées au cours de ces travaux de thèse, le chapitre 4 de ce manuscrit leur est consacré. Nous invitons donc le lecteur à s'y reporter pour plus de détails.

3.1.1 Modulation de gain croisée

Le principe de la modulation de gain croisée, ou XGM pour Cross Gain Modulation, est basé sur le phénomène de saturation du gain des SOA. Comme dans tout milieu amplificateur, ce gain provient du processus d'émission stimulée, décrit au paragraphe A.3 en annexe, permis grâce à un pompage de type électrique dans les SOA (contrairement aux EDFA que nous avons décrits dans le paragraphe 2.2.2 où le pompage est optique). Quand le signal injecté dans le milieu atteint

une certaine puissance, dite « puissance de saturation », il y a plus de porteurs à retourner à leur état fondamental que de porteurs à être excités via pompage. Le gain chute donc, c'est ce que l'on appelle la saturation du gain.

Un signal fort va donc faire chuter le gain et un signal faible va le laisser à sa valeur dite « petit signal ». Ainsi, le gain d'un SOA suit la modulation d'un signal qui le traverse. Si un deuxième signal non modulé parcourt également le SOA, ce signal voit, en conséquence, un gain modulé et se retrouve donc lui même modulé en sortie de l'amplificateur optique à semi-conducteurs. La Figure 3.1 représente le principe de la modulation croisée de gain dans les SOA.

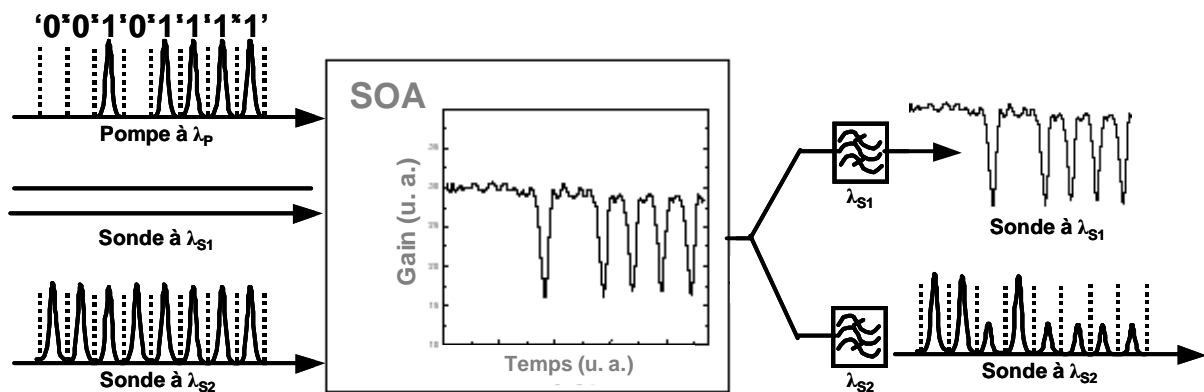


Figure 3.1 : Principe de la modulation de gain croisée dans un amplificateur optique à semi-conducteurs.

Cette figure montre deux configurations : pour une sonde continue (λ_{s1}) et pour une horloge optique (λ_{s2}). Dans les deux cas, on voit que la modulation croisée de gain dans un SOA entraîne une inversion de polarité entre les signaux d'entrée et de sortie, ce qui est caractéristique de ce processus. De plus, comme il est illustré sur le schéma, la XGM dans les SOA permet de réaliser une conversion de longueur d'onde voire une multi-conversion, c'est-à-dire sur plusieurs signaux à la fois ce qui est tout à fait intéressant pour les réseaux « broadcast » [93]. Ce sont en général des composants « entrée variable et sortie fixe » même si l'utilisation possible en configuration de contra-propagation permet de s'affranchir du filtrage et ainsi réaliser une sortie variable.

Les principaux avantages de ce processus sont sa simplicité de réalisation, sa compatibilité avec l'optique intégrée et donc sa compacité [94, 95], ainsi que sa stabilité surtout vis-à-vis des variations de polarisation. En effet, il existe maintenant des SOA totalement insensibles à la polarisation [96]. De plus, pour des composants actifs, les amplificateurs à semi-conducteurs sont très peu consommateurs d'énergie. Ils ont également une large bande passante (de 30 à 60 nm) qui offre la possibilité de convertir un signal sur une porteuse relativement éloignée [97].

Cependant, comme tout amplificateur actif, les SOA ajoutent de l'émission spontanée amplifiée au signal. Ils présentent des facteurs de bruit de l'ordre de 7 à 9 dB ce qui peut dégrader l'OSNR.

De plus, un autre inconvénient est que leur taux d'extinction est limité par la compression du gain. Les meilleurs taux d'extinction obtenus sans conversion de format sont de l'ordre de 8 dB alors que nous avons vu que pour la régénération en modulation croisée, des taux d'extinction de l'ordre de 10 dB sont recommandés. Une solution à ce problème est de cascader N ($N > 1$) SOA ce qui permet d'obtenir en sortie un taux d'extinction égal à la somme des N taux d'extinction (en dB) obtenus avec chaque SOA séparément [98, 99, 100]. Le dispositif à deux SOA, nommé « double étage de SOA » a été utilisé au cours de cette thèse et sera donc explicité plus en détail dans la suite de ce manuscrit.

De plus, il existe une différence de taux d'extinction si on convertit vers une plus grande longueur d'onde ou une plus faible (respectivement 6 dB et 12 dB ont été obtenus par simulation

avec un taux d'extinction d'entrée de 10 dB [53]). Ce phénomène empêche de revenir convenablement à la longueur d'onde d'origine en réalisant une double conversion de longueur d'onde.

Enfin, la limitation principale de ce processus, pour les applications de traitement du signal, est le temps de retour à l'équilibre des porteurs dans les SOA qui limite le débit (10 à 40 Gbit/s au mieux) [101, 102]. La récupération du gain ne suivant pas le débit, des effets de symboles (patterning) apparaissent et dégradent le signal et donc l'information.

Une configuration particulière de XGM a pourtant montré d'intéressantes performances à 40 Gbit/s grâce à une cascade de deux SOA dont un dit « ultra-long » [103]. De plus, une nouvelle solution, du nom de « turbo-switch », a très récemment été proposée [104]. Elle semble permettre de pallier la lente récupération de gain en utilisant un second SOA.

3.1.2 Rotation non-linéaire de polarisation

Pour pallier l'un des inconvénients de la modulation de gain croisée, qui est la limitation du taux d'extinction en sortie, de plus dépendant de la relation d'ordre entre les longueurs d'onde des signaux de pompe et de sonde, il a été proposé d'utiliser la biréfringence des amplificateurs à semi-conducteurs. En effet, les SOA ayant une structure rectangulaire, ils possèdent deux modes privilégiés dits TE et TM, se propageant, respectivement parallèlement et perpendiculairement au plan des couches des matériaux formant le composant*. Les SOA présentent donc deux axes privilégiés de polarisation, comme la fibre optique**.

Or, il a été montré que cette biréfringence peut être modifiée par l'injection d'un fort signal dans le SOA [105, 106]. Les axes principaux de polarisation du SOA sont alors différents en régimes « petit signal » et de forte saturation. Ce phénomène a donc été exploité pour le traitement du signal optique via des dispositifs simples basés sur le principe schématisé sur la Figure 3.2 [107, 108].

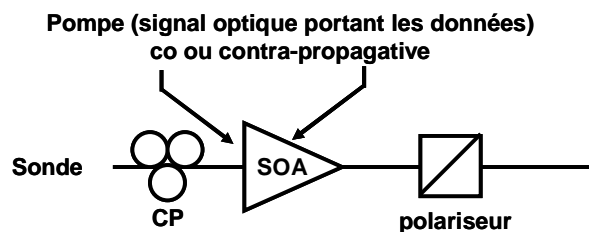


Figure 3.2 : Schéma de principe d'un dispositif basé sur la rotation non linéaire de polarisation dans un amplificateur à semi-conducteurs.

Le signal portant les données ainsi qu'une sonde continue traversent le SOA soit co ou contra-propagativement. Le signal de données joue le rôle d'une pompe contrôlant le SOA, pouvant ainsi modifier ou non sa biréfringence : les symboles '1' changent les axes propres du composant alors que les '0' laissent la biréfringence inchangée par rapport à l'état du SOA au repos. Ainsi, il est possible, à partir d'un contrôleur de polarisation (CP) de choisir la polarisation de la sonde telle que, après son passage à travers le SOA non saturé, elle soit croisée avec l'axe du polariseur. Lorsqu'un symbole '1' traverse alors le SOA, il modifie la biréfringence du milieu et ainsi la

* Notons que la structure des amplificateurs à semi-conducteurs est décrite au chapitre 4 dans la partie II. De plus, le caractère biréfringent du SOA est expliqué au chapitre 5.

** Nous rappelons que le caractère biréfringent de la fibre a été expliqué lors de la présentation de la dispersion de modes de polarisation, ou PMD, comme dégradation potentielle d'une transmission optique, au paragraphe 1.3.3 du chapitre 1.

polarisation de la sonde. Celle-ci, en sortie, n'est plus exactement croisée avec l'axe du polariseur et est, en conséquence, en partie ou totalement transmise. Ce dispositif réalise alors une conversion de longueur d'onde sans inversion de polarité.

Il est à noter que selon la polarisation de la sonde choisie en entrée via le contrôleur de polarisation, il est possible de réaliser une inversion de polarité du signal converti. Il a même été montré que ce type de dispositif pouvait permettre de réaliser des portes logiques [109, 110].

La première expérience de traitement du signal avec ce principe a été proposée pour réaliser un démultiplexage temporel de 20 Gbit/s vers 10 Gbit/s [111]. Puis, de nombreuses applications de conversion de longueur d'onde de signaux NRZ ont été réalisées, montrant d'excellents taux d'extinction comparativement à une simple modulation de gain croisée dans un SOA [112, 113]. Notons notamment deux conversions de longueur d'onde : l'une à 20 Gbit/s offrant un taux d'extinction en sortie de 15 dB via un dispositif en co-propagation [114], l'autre à 10 Gbit/s, réalisant ou non une inversion de polarité, avec un dispositif commercial utilisé en contra-propagation et ayant présenté une très grande stabilité [115].

Un travail de régénération a également été réalisé en termes de forme de fonction caractéristique et de pénalité à 10 Gbit/s. Cette expérience utilise un amplificateur à semi-conducteurs linéaire, ou LOA pour Linear Optical Amplifier, en auto-saturation ce qui permet une régénération 2R du signal [116]. Les résultats présentent une fonction caractéristique avec deux non-linéarités ainsi qu'une pénalité nulle.

Cette technique permet donc une nette amélioration du taux d'extinction par rapport à la modulation de gain croisée et permet de s'affranchir du sens de conversion de longueur d'onde. De plus, le polariseur coupant une partie de la lumière, il coupe également une partie de l'émission spontanée amplifiée du SOA, améliorant l'OSNR en sortie par rapport à une simple modulation de gain croisée. L'inversion de la polarité du signal est, de plus, non systématique avec cette technique, ce qui est un réel atout. Enfin, cette technique présente les avantages liés aux SOA, c'est-à-dire la compacité et la simplicité.

Cependant, elle n'a pour l'instant pas permis d'accéder à des débits supérieurs à 20 Gbit/s, limitée par le temps de réponse des SOA. Elle n'a de plus été testée que pour le format NRZ.

3.1.3 Modulation de phase croisée associée à un filtrage décalé

Un signal de données injecté dans un amplificateur optique à semi-conducteurs peut non seulement moduler le gain du SOA mais également l'indice de réfraction du milieu. Cette modification de l'indice peut conduire à un changement de biréfringence mais est également à l'origine d'une modification de la phase des signaux qui traversent le SOA. La modulation du gain entraîne donc une modulation de la phase grâce au couplage phase/amplitude dans les amplificateurs à semi-conducteurs [117] *. Ainsi, lorsqu'un amplificateur à semi-conducteurs est parcouru par deux signaux, l'un portant l'information binaire (la pompe) et l'autre continu (la sonde), ce second signal est modulé en amplitude mais également en phase. La modulation de gain croisée (XGM) s'accompagne donc d'une modulation dite de phase croisée ou XPM pour Cross Phase Modulation.

De la même manière que le processus d'auto-modulation de phase, décrit dans le cas des fibres au paragraphe 1.3.4.1, le phénomène de XPM est à l'origine de création de nouvelles composantes spectrales, sur le signal de sonde cette fois. Ainsi, en plaçant, en sortie du SOA, un filtre dont le centre de la bande spectrale est décalé par rapport à la longueur d'onde centrale de la sonde, on peut convertir la modulation de phase en modulation d'amplitude [118, 119, 120]. En effet, les symboles '1' induisant un élargissement spectral via XPM contrairement aux symboles '0', la transmission via le filtre décalé sera différente selon le passage d'un '1' ou d'un '0'. Ainsi, ce

* Le principe de la modulation de phase croisée dans le SOA sera expliqué plus en détails dans la partie II de ce manuscrit.

procédé permet donc une conversion en longueur d'onde. La Figure 3.3 schématise le principe des dispositifs basés sur cette technique.

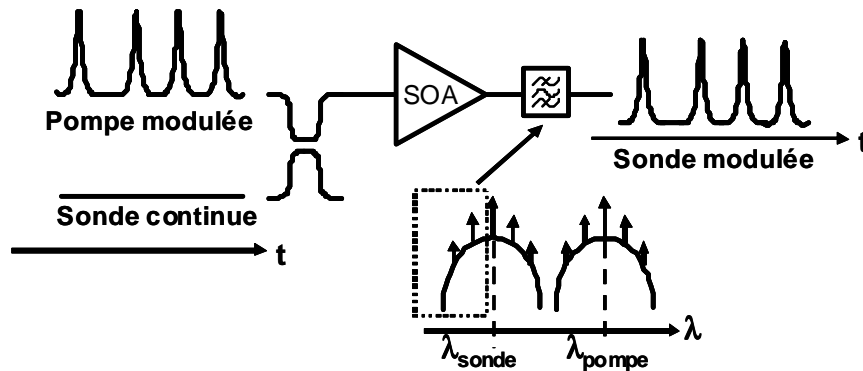


Figure 3.3 : Schéma de principe d'un dispositif à base de modulation de phase croisée dans un SOA associé à un filtrage décalé.

L'attrait de cette technique par rapport à une simple modulation de gain croisée réside dans le fait que le taux d'extinction en sortie ne dépend plus essentiellement des mécanismes de saturation du gain mais également de la transmission du filtre utilisé. Ainsi, les taux d'extinction de sortie peuvent être améliorés. Ceci est intéressant d'autant plus qu'un meilleur taux d'extinction peut être obtenu avec une puissance moindre que celles requise pour la technique de XGM, la modulation de phase nécessitant des niveaux de saturation de gain moins importants pour être efficace [92]. De plus, cette technique permet de ne plus être limité par le long temps de récupération du gain et ainsi d'accéder aux très hauts débits d'information comme l'a montré Liu *et al*, réalisant une conversion de longueur d'onde à 320 Gbit/s [121].

Enfin, si on décale suffisamment le filtre de telle manière à supprimer la composante continue du spectre de la sonde, comme il est schématisé sur la Figure 3.3, il est possible de réaliser une conversion de longueur d'onde sans inversion de polarité, avantage certain par rapport à la simple modulation de gain croisée [119, 120]. Un dispositif a ainsi été étudié à 80 Gbit/s [122] et un autre a été développé avec filtre spécial permettant le choix d'inversion ou non de la polarité [123].

Concernant les performances en terme de régénération, des études 2 et 3R avec SOA en contra-propagation ont été menées [124] et une transmission à 10 Gbit/s de 42x400 km a été réalisée via un régénérateur 2R [125].

La technique à base de SOA et de filtrage décalé a fait l'objet de plusieurs études au cours de ces travaux de thèse [126, 127]. Les mécanismes des différents dispositifs cités pourront donc être mieux appréhendés par le lecteur dans le chapitre 6 de ce manuscrit.

3.1.4 Dispositifs interférométriques

Ce processus de modulation de phase croisée peut également être utilisé comme source de déphasage dans un interféromètre. C'est le dispositif interférométrique qui joue alors le rôle de convertisseur entre modulation de phase et d'amplitude. La XPM dans les amplificateurs optiques à semi-conducteurs a ainsi été largement associée à de nombreux types d'interféromètres pour la création de portes optiques en modulation croisée pour la conversion de longueur d'onde ou la régénération [128].

Le principe de ces portes est de séparer le signal en deux ondes et de créer un déphasage entre celles-ci pour qu'elles interfèrent ensuite de manière constructive ou destructive selon le déphasage acquis. Le déphasage subi étant imposé par la XPM dans le SOA, la porte non-linéaire

peut s'ouvrir ou se fermer selon la puissance optique et ainsi créer une discrimination entre les symboles '1' et '0'. Comme les interférences ont lieu par couplage dans des guides intégrés ou fibrés, il est possible de réaliser des dispositifs permettant de recueillir à la fois un signal de même polarité que les données d'entrée et un signal de polarité inverse, via l'utilisation d'un coupleur 2 vers 2. Ceci peut être un atout pour certaines applications. Notons enfin que le SOA peut être externe à l'interféromètre (certains DI, pour Delayed Interferometer, et UNI, pour Ultrafast Nonlinear Interferometer) ou bien intégré (MZI, pour Mach-Zehnder Interferometer, MI, pour Michelson Interferometer, et NOLM, pour Nonlinear Optical Loop Mirror).

L'un des intérêts d'utiliser des interféromètres non-linéaires est de créer des fenêtres temporelles courtes (de quelques picosecondes) moins dépendantes de la dynamique des porteurs et ainsi permettre l'accès à des débits plus élevés. Ce mode de fonctionnement est basé sur la différence de phase instantanée entre les bras de l'interféromètre, appelé « fonctionnement en mode différentiel ». Ils offrent également le choix d'inversion ou non de la polarité du signal.

De plus, comme nous venons de le voir dans les paragraphes précédents, le processus de XPM dans les SOA est plus efficace que la XGM en termes de taux d'extinction de sortie et des faibles puissances de signaux nécessaires à la variation de phase [53]. En effet, la XPM associée à un interféromètre nécessite une compression moins importante du gain (seulement 3 à 5 dB selon le coefficient de couplage phase-amplitude contre 10 dB pour la XGM) et ainsi ne pâtit pas de la dégradation du taux d'extinction si la longueur d'onde de sortie est plus importante que celle d'entrée et offre donc une transparence par rapport à la longueur d'onde choisie [129]. Des taux d'extinction de l'ordre de 12 à 15 dB sont généralement obtenus.

A cause de l'émission spontanée amplifiée des SOA, l'OSNR est dégradé mais cette ESA peut être diminuée en augmentant la puissance de sonde sans que ceci soit pénalisant pour le taux d'extinction, contrairement au cas de la modulation de gain croisée..

3.1.4.1 Interféromètre de Mach-Zehnder

L'interféromètre de Mach-Zehnder, ou MZI pour Mach-Zehnder Interferometer, est l'un des interféromètres à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs, qui a été le plus étudié dans la littérature et qui a permis de réaliser les meilleures performances en systèmes [130, 131, 132, 133].

Plusieurs configurations ont été envisagées et étudiées. La plus simple consiste à introduire un SOA dans un seul des bras de l'interféromètre. Ainsi, alors que l'une des ondes issues du signal de sonde parcourt l'un des bras sans être modifiée, l'autre onde rencontre le gain du SOA modulé par le signal de données et subit ainsi un déphasage différent selon si un symbole '1' ou '0' commande le SOA. Les deux ondes, n'ayant pas la même phase, interfèrent. Ce principe est très simple mais moyennement efficace puisque l'interféromètre n'est jamais parfaitement équilibré.

Une autre solution permettant une meilleure stabilité et efficacité, consiste à placer un SOA dans chacun des bras de l'interféromètre. Deux possibilités s'offrent alors pour créer un déphasage : l'une dite « symétrique », l'autre dite « dissymétrique ». Dans le premier cas, le signal de données n'est injecté que dans un seul bras de l'interféromètre pour ne contrôler qu'un seul SOA. Dans le second cas, les deux SOA sont commandés par le signal de données mais à différentes puissances via l'utilisation d'un coupleur dissymétrique. Ce dernier cas offre d'excellents résultats [134] mais est plus difficile à régler et à réaliser car il faut parfaitement régler l'entrée simultanée dans les deux SOA. De plus, ces deux solutions sont fortement dépendantes du temps de recombinaison des porteurs dans les SOA et ne permettent donc pas d'atteindre des débits supérieurs à 10 Gbit/s.

Une autre technique, dite « différentielle », permet l'accès aux plus hauts débits [135]. Elle consiste à contrôler les deux SOA de manière symétrique en terme de puissance mais avec un décalage temporel (ΔT) commandé par une ligne à retard comme on peut le voir sur la Figure 3.4 qui schématise un dispositif basé sur ce principe.

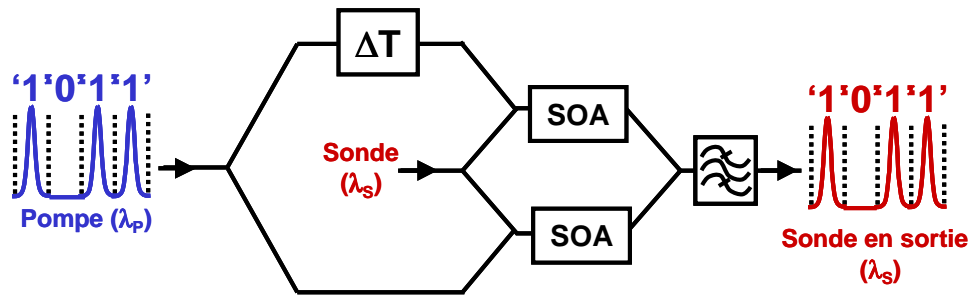


Figure 3.4 : Schéma de principe de l'interféromètre de Mach-Zehnder différentiel.

Ainsi, lorsqu'un symbole '1' arrive dans le dispositif, l'impulsion qui le caractérise est divisée en deux impulsions identiques qui vont être décalées temporellement et injectées dans chacun des deux bras. Le gain du SOA du premier bras est modulé par la première impulsion ; le déphasage lié au couplage phase-amplitude conduit alors à l'ouverture de la porte et la sonde est transmise, comme dans le cas des dispositifs précédemment décrits. Puis, le gain du SOA du deuxième bras est modulé par la seconde impulsion issue du même symbole '1', le déphasage introduit est alors le même que dans le premier bras, les deux ondes se retrouvent à nouveau en phase, ce qui conduit à la fermeture de la porte et à la fin de la transmission de la sonde. De cette manière, la fermeture de la porte après une ouverture provoquée par un symbole '1' ne dépend plus du temps de retour à l'équilibre des SOA mais du décalage temporel imposé. La largeur des impulsions de sortie peut donc être contrôlée [92]. Un régénérateur également convertisseur en longueur d'onde compatible avec un débit de 84 Gbit/s a ainsi pu être proposé [130].

Les MZI sont des composants pouvant être utilisés en mode co- ou contra-propagatif, impliquant les avantages et inconvénients que cela engendre, et sont compatibles avec les formats RZ et NRZ. De plus, ils ont pour principal avantage de n'être composés que de composants compacts et compatibles avec l'intégration (SOA et guides d'onde). Ces dispositifs ont également prouvé leur potentialité pour la multi-conversion de longueur d'onde : un signal NRZ a ainsi été converti en signaux RZ à 8 longueurs d'onde différentes via un MZI intégré avec 8 lasers DFB [136].

En terme de régénération, leurs fonctions caractéristiques ont des pentes relativement raides ce qui les dédie plus à la régénération 3R que 2R [137, 138], comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe 2.3.2.1.

De nombreuses et diverses performances de régénération ont été réalisées via l'utilisation de MZI. Nous pouvons notamment citer des transmissions mono-canal de 200x110 km à 20 Gbit/s [139] et de 100x40 km à 40 Gbit/s [131] ainsi qu'une transmission WDM (4 canaux) de 10 000 km grâce à un interféromètre de Mach-Zehnder associé à une modulation synchrone [132]. Des transmissions à 10 Gbit/s via régénération 3R tout-optique ont également été réalisées avec des dispositifs intégrés comprenant le régénérateur ainsi que la récupération d'horloge tout-optique, sur plus d'un million de km [133] ou en test via boucle à pas variable [140].

Enfin, nous tenons à signaler que la recherche se poursuit pour améliorer ce type de composant. Ainsi, des MZI via SOA à multi-puits quantiques [141] ont récemment été développés ainsi que des composants permettant des fonctionnements en transmission WDM à 40 Gbit/s [142], [143].

3.1.4.2 Interféromètre de Michelson

L'interféromètre de Michelson est en quelque sorte une version repliée du MZI symétrique, comme on peut le voir sur la Figure 3.5 .

La sonde est divisée en deux ondes qui se propagent chacune dans un bras de l'interféromètre, traversent chacun des SOA puis se réfléchissent sur la face clivée et parcourent le trajet retour. Le signal de données (pompe) est, quant à lui, injecté dans un seul des SOA pendant que la sonde le

traverse pour la seconde fois après réflexion. Ce type d'interféromètre ne permet donc que de travailler en co-propagation ce qui impose l'utilisation d'un filtre ou de guide spéciaux comme les MMI [144] pour rejeter le signal de pompe et collecter celui de sonde en sortie. De plus, l'entrée et la sortie de la sonde sont confondues, ce dispositif nécessite donc un coupleur supplémentaire ou un circulateur.

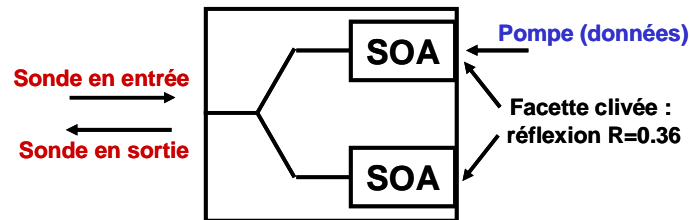


Figure 3.5 : Schéma de principe d'un interféromètre de Michelson intégré.

L'avantage principal du MI par rapport au MZI est qu'il nécessite moins de coupleurs et donc est théoriquement plus simple de réalisation. Cependant, il est fortement dépendant du temps de récupération du gain des SOA et son utilisation en mode différentiel le rendrait plus complexe qu'un MZI. Ainsi, le plus haut débit atteint avec un dispositif MI pour la régénération est 20 Gbit/s [145].

3.1.4.3 Interféromètre différentiel : DISC

Le principe du DISC, pour Delayed Interferometer Semiconductor Configuration, schématisé sur la Figure 3.6, est proche de celui du MZI différentiel.

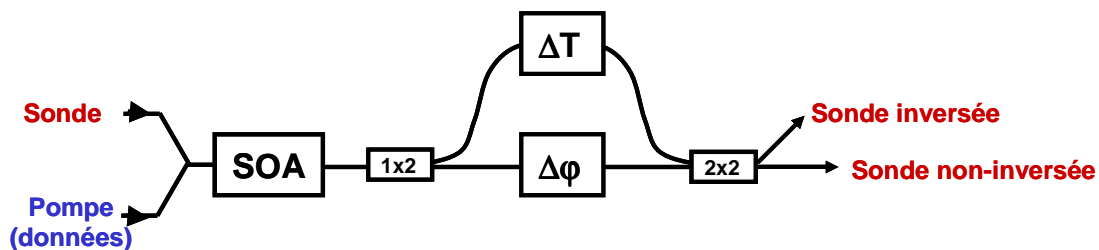


Figure 3.6 : Schéma de principe de l'interféromètre DI.

Par le phénomène de modulation de phase croisée, la sonde injectée dans le SOA voit sa phase modulée par les données. Ce signal de sonde est alors divisé en deux ondes via un coupleur (1x2). Celles-ci, de phase identique, se propagent chacune dans un bras de l'interféromètre. Par le même principe que pour le MZI différentiel, un décalage temporel (ΔT) est imposé entre ces deux ondes via une ligne à retard. Elles ne sont donc plus en phase et lorsqu'elles se retrouvent ensuite dans le coupleur (2x2), elles interfèrent. Le déphaseur introduit dans l'un des bras permet d'obtenir en sortie un signal de même polarité que les données en entrée ($\Delta\phi = \pi$) ou de polarité inverse ($\Delta\phi = 0$).

L'intérêt de cet interféromètre est qu'il fonctionne avec un seul SOA et qu'il nécessite beaucoup moins de coupleurs que le MZI, tout en évitant le double passage dans le SOA comme dans le cas du MI. Il présente, de plus, les avantages du MZI différentiel, notamment en terme d'accès aux très hauts débits. Une étude complète tant expérimentalement que théoriquement a été présentée pour les débits de 10 à 100 Gbit/s par Leuthold *et al* dans [146]. Un composant intégré a permis une conversion de longueur d'onde à 100 Gbit/s [147]. Les capacités

régénératives de ce type d'interféromètre ont été évaluées pour des transmissions à 160 Gbit/s [148] et prouvées à 40 Gbit/s via 2500 cascades de DI à base de fibre hautement non-linéaire espacées de 400 km (2500x400) soit une transmission d'un million de km [149].

3.1.4.4 Interféromètre à base de fibres à maintien de polarisation : UNI

L'UNI, pour Ultrafast Nonlinear Interferometer, est également un interféromètre basé sur la modulation de phase croisée dans les amplificateurs à semi-conducteurs. Cependant, contrairement aux autres interféromètres précédemment présentés, les interférences n'ont pas lieu entre deux branches d'un coupleur mais entre les deux composantes du signal projetées sur les axes privilégiés de polarisation de fibres à maintien de polarisation (ou PM pour Polarization Maintaining)*.

Le principe d'un tel interféromètre est schématisé sur la Figure 3.7.

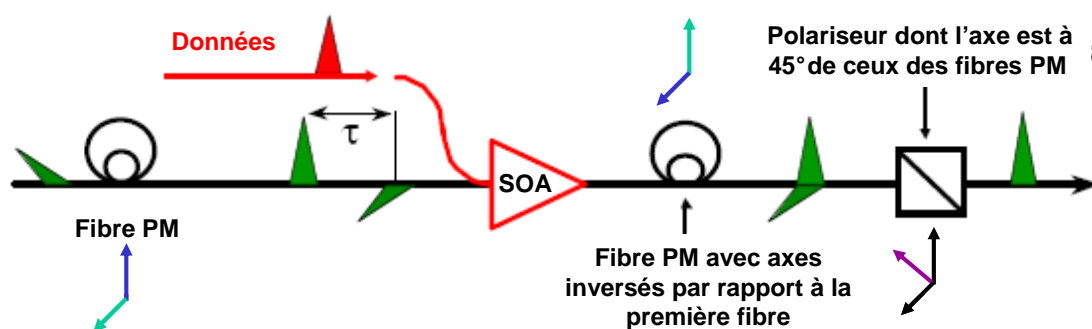


Figure 3.7 : Schéma de principe d'un interféromètre UNI.

Un UNI est formé de deux fibres PM de longueurs identiques couplées de chaque côté d'un SOA. Ces deux tronçons de fibres ont pour seule différence d'avoir leurs axes neutres à 90° l'un de l'autre. Une sonde polarisée à 45° de ces axes est injectée dans le premier tronçon. Sa polarisation se décompose ainsi suivant les deux axes propres de la fibre PM. Suite au phénomène de PMD, décrit au paragraphe 1.3.3, les deux composantes résultantes se propagent à des vitesses différentes. Elles arrivent donc dans le SOA décalées temporellement et ne subissent ainsi pas exactement le même déphasage imposé par le signal de pompe via modulation de phase croisée. A la sortie du SOA, comme les axes propres du second tronçon de fibre PM sont tournés de 90° par rapport à ceux du premier tronçon, la composante rapide va maintenant rencontrer l'axe lent et la composante lente, l'axe rapide. Ainsi, en fin de tronçon, les deux composantes sont synchrones. Quand elles traversent alors, en fin de dispositif, un polariseur dont l'axe est à 45° des deux composantes, elles interfèrent. Le décalage temporel (τ), à l'origine du déphasage, est imposé par la biréfringence des fibres et par la longueur des tronçons.

Ce type d'interféromètre permet l'accès aux très hauts débits puisque la fermeture de l'interféromètre, après ouverture en réponse à un symbole '1', n'est plus gouvernée par le retour à l'équilibre du SOA mais par le décalage temporel, comme pour le MZI différentiel ou le DISC.

Les premiers résultats ont ainsi montré des capacités de régénération et de démultiplexage temporel à 40 Gbit/s [150]. Une transmission de 2000 km (20x100 km) a ensuite été réalisée à 40 Gbit/s également [151]. L'UNI a également montré sa compatibilité aux très hauts débits au cours d'expériences de conversion de longueur d'onde à 160 ou 320 Gbit/s [152, 121].

De plus, de récents travaux ont montré qu'il pouvait permettre des conversions de longueur d'onde sur de très grandes plages, voire entre fenêtres de télécommunication [153].

* Nous tenons à préciser que le paragraphe C.3.1 en annexe est consacré à la description de telles fibres.

Le principal avantage de cet interféromètre, en plus de sa réponse ultra-rapide, est qu'il n'utilise qu'un seul SOA, comme le DISC. De plus, contrairement aux interféromètres précédemment décrits, les deux ondes qui interfèrent parcourent exactement les mêmes milieux, l'UNI étant un interféromètre ne comprenant qu'un seul bras. Ainsi, il est beaucoup moins sensible aux petites variations extérieures. Cependant, il est obligatoirement composé de fibres et est ainsi peu compact et incompatible avec l'optique intégrée.

3.1.4.5 Miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM)

Comme l'UNI, le miroir à boucle optique non-linéaire, ou NOLM pour Nonlinear Optical Loop Mirror, est un interféromètre qui ne comporte en quelque sorte qu'un seul bras, appelé « boucle », comme on peut le voir sur la Figure 3.8.

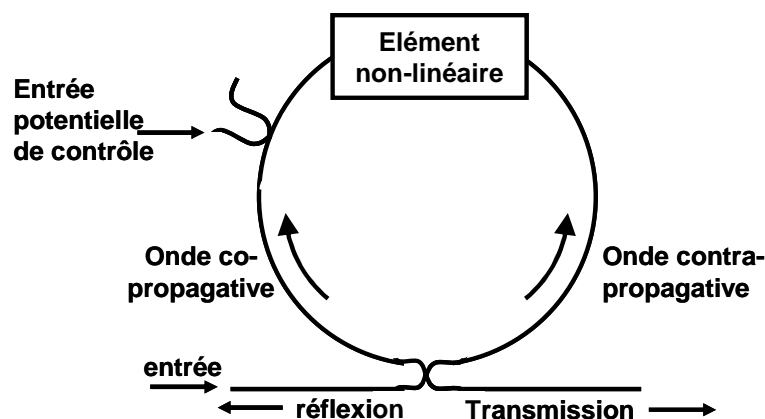


Figure 3.8 : Schéma de principe d'un miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM).

L'architecture d'un NOLM est en fait basée sur la boucle de Sagnac dans laquelle un élément non-linéaire a été inséré [154].

Un signal est injecté dans le coupleur « au pied » de l'interféromètre où il est divisé en deux ondes dites co- et contra-propagatives. Ces ondes vont toutes deux parcourir le même chemin mais dans deux sens différents pour au final se rencontrer dans le coupleur et interférer. Si l'élément non-linéaire n'est pas modulé et n'induit donc pas de modulation de phase, ou s'il est placé au milieu de la boucle, les deux ondes rencontrent exactement les mêmes modifications du milieu (quelles que soient les perturbations dues à l'environnement). Ainsi, cet interféromètre est intrinsèquement plus stable que ceux du type MZI, DISC ou MI.

Au repos, l'interféromètre est un parfait miroir puisque les interférences se font dans le coupleur de manière constructive en réflexion et destructive en transmission. Le seul phénomène à l'origine d'un déphasage pouvant ouvrir le NOLM en transmission et le fermer en réflexion est donc l'élément non-linéaire, lorsque son fonctionnement est perçu différemment par les deux ondes co et contra-propagatives (c'est-à-dire lorsque l'élément non-linéaire n'est pas au centre de la boucle ou qu'il est soumis à des puissances d'ondes co et contra-propagatives différentes).

Les deux types de composants pouvant offrir les non-linéarités requises pour le NOLM sont la fibre et les composants à semi-conducteurs. Dans ce paragraphe, nous ne traiterons que du cas des NOLM-SOA*, le cas des NOLM à fibre étant décrit ultérieurement dans le paragraphe dédié aux techniques à base de fibres. Ainsi, dans le cas du NOLM-SOA [155], la dissymétrie est obtenue en insérant une ligne à retard dans la boucle créant ainsi un décalage temporel entre les deux ondes, comme dans le MZI différentiel.

* Les SOA sont en effet les composants à semi-conducteurs les plus matures en terme d'association avec des dispositifs interférométriques.

Le NOLM-SOA est en général utilisé en modulation croisée comme les autres interféromètres à base d'amplificateurs à semi-conducteurs. Cependant, on peut noter que des études à partir de SOA-NOLM en auto-modulation pour la régénération ont été également menées dans [156]. Dans le cas de la porte en modulation croisée [155], la sonde est injectée par le coupleur. Les données, qui vont modifier le milieu non-linéaire, sont, quant à elles, soit injectées avec la sonde, soit, cas le plus fréquent, au moyen d'un autre coupleur, dit « de contrôle », placé dans la boucle, comme on peut le voir sur la gauche du schéma de la Figure 3.8.

On peut enfin attirer l'attention du lecteur sur le fait que les NOLM-SOA ont surtout été développés pour des applications de démultiplexage temporel. Dans ce cas, les dispositifs sont en général appelés TOAD pour Terahertz Optical Asymmetrical Demultiplexer [157, 158]. Cependant, le NOLM-SOA peut offrir de nombreuses autres fonctionnalités comme la conversion de longueur d'onde, la régénération et la récupération d'horloge [159]. En terme de régénération, on peut citer la réalisation d'une transmission de 133x150 km à 10 Gbit/s via un NOLM-SOA [160]. Une expérience de régénération 3R associant un NOLM-SOA en configuration de réflexion et un double étage de SOA a également permis une transmission sans erreur de 100 000 km (1000x100 km) [161]. Cette performance a été obtenue dans le cadre de ces travaux de thèse et sera donc expliquée plus en détail dans la partie II du manuscrit.

3.1.4.6 Autres interféromètres : SIPAS et MMI-SOA

Le SIPAS, pour Sagnac Interferometer integrated with Parallel Amplifier Structure, et le MMI-SOA, pour MultiMode Interference-Semiconductor Optical Amplifier, sont deux interféromètres particuliers. Ils sont en fait basés sur des architectures de dispositifs précédemment décrits modifiées pour s'affranchir de la fonction de filtrage permettant de rejeter la pompe. Ils offrent ainsi la possibilité de travailler en modulation croisée mais sans conversion de longueur d'onde.

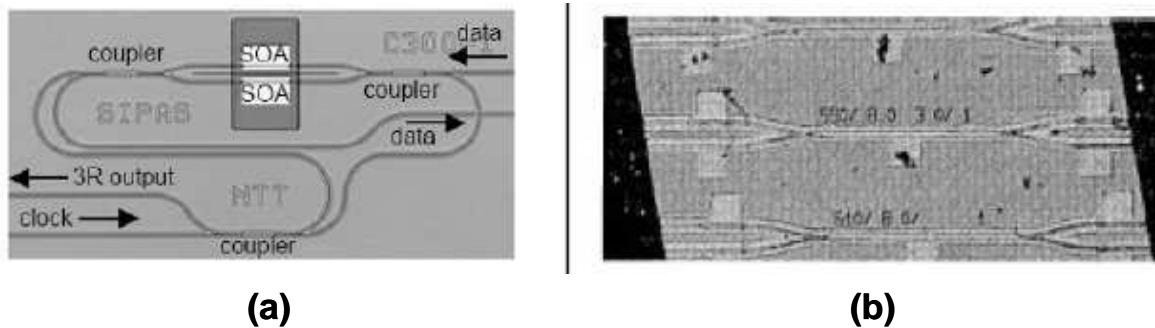


Figure 3.9 : Interféromètres fonctionnant en modulation croisée avec possibilité de non conversion de longueur d'onde.

(a) : SIPAS (Sagnac Interferometer integrated with Parallel Amplifier Structure) ; (b) : MMI-SOA (MultiMode Interferometer associated with Semiconductor Optical Amplifier)

Le SIPAS, dont la Figure 3.9(a) présente l'architecture, est basé sur le même principe que le NOLM [162]. L'originalité du dispositif réside dans l'introduction, dans la boucle, d'un interféromètre de Mach-Zehnder intégré, qui va jouer le rôle d'élément non-linéaire. Ce MZI est réglé en extinction sur les symboles '1'. Ainsi, au passage d'un symbole '0', le MZI devient passant et le NOLM peut fonctionner. Une porte en transmission peut alors s'ouvrir, en fonction de la place du MZI par rapport au milieu de la boucle, comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe précédent dédié au NOLM. Ce dispositif est complètement intégré et ne nécessite pas de filtrage des données puisque la sonde n'est transmise qu'aux passages de symboles '0' du signal de données.

Cette configuration a été testée en configuration « back-to-back » sans erreur à 40 Gbit/s, et semble posséder un grand potentiel en terme d'intégration de fonction de traitement du signal tout-optique [163].

Le MMI-SOA est un interféromètre non-linéaire à ondes multiples. Il s'agit plus précisément d'une structure intégrée composée d'interféromètres multimodes placés en entrée et sortie d'un SOA, comme on peut le voir sur la Figure 3.9(b).

Le principe est gouverné par le processus de modulation de phase croisée dans le SOA. Les MMI en entrée et en sortie permettent de propager la sonde et la pompe sur des modes de différents ordres et ainsi de rejeter la pompe en sortie sans utilisation de filtrage optique. Le dispositif mesure 1,5 mm de long et peut donc être facilement intégré pour réaliser une régénération simultanée de plusieurs canaux WDM (d'autant plus qu'elle s'affranchit de l'utilisation de filtres difficiles à intégrer).

Cette fonction montre des performances prometteuses en termes de fonction caractéristique pour la régénération [164]. Ce dispositif est très original mais n'a, à notre connaissance, été testé qu'à 10 Gbit/s en format RZ et en configuration « back-to-back » [165]. Le résultat donne une amélioration de 1,5 dB du taux d'extinction (avec un taux d'extinction en entrée de 13 dB) en fonctionnement 2R.

Les amplificateurs optiques à semi-conducteurs présentent donc des non-linéarités de gain exploitables pour réaliser des portes optiques non-linéaires pour la conversion de longueur d'onde et la régénération tout-optique. Ils ont donc été largement étudiés, seuls ou associés à un dispositif de filtrage ou interférométrique, et ont démontré de belles performances.

D'autres composants à semi-conducteurs sont également exploités pour le traitement du signal optique. Les techniques qui les utilisent font l'objet du paragraphe suivant.

3.2 Techniques à base de composants en semi-conducteurs à multi-puits quantiques

Comme nous l'avons vu via la présentation des différentes techniques à base de SOA, les effets non-linéaires dans les dispositifs à base de semi-conducteurs III-V sont particulièrement intéressants pour le traitement tout optique des signaux à très haut débit et en particulier la conversion de longueur d'onde et la régénération optique [166]. En effet, les portes à base de semi-conducteurs présentent entre autre l'avantage de la compacité grâce à la compatibilité de leurs composants avec la technologie d'intégrabilité mais également de la stabilité vis-à-vis des perturbations extérieures.

Cependant, la lente récupération du gain dans les amplificateurs constitue un frein pour l'accès aux très hauts débits. L'utilisation d'un autre type de composants, basés sur l'absorption dans des structures à multi-puits quantiques permet de s'affranchir de ce problème. Les composants les plus utilisés aujourd'hui sont les modulateurs à électro-absorption, ou MEA, qui sont des composants actifs, et les absorbants saturables, composants quant à eux passifs.

3.2.1 Modulateurs à électro-absorption

Le MEA pour Modulateur à Electro-Absorption permet, comme l'amplificateur optique à semi-conducteurs, de transférer une modulation d'un signal vers un autre.

Le principe de base de ce composant est l'effet Stark confiné quantiquement (QCSE). Celui-ci permet d'atténuer le pic d'absorption excitonique du milieu par injection d'une tension électrique transversale aux couches quantiques. Quand le MEA reçoit une tension basse, il est très

absorbant, donc bloquant, et quand il reçoit une tension plus élevée, il devient alors passant. La Figure 3.10 présente le principe d'un modulateur à électro-absorption en montrant l'évolution de son absorption pour différentes tensions (a) ainsi qu'un schéma explicitant sa structure et son principe de modulation (b).

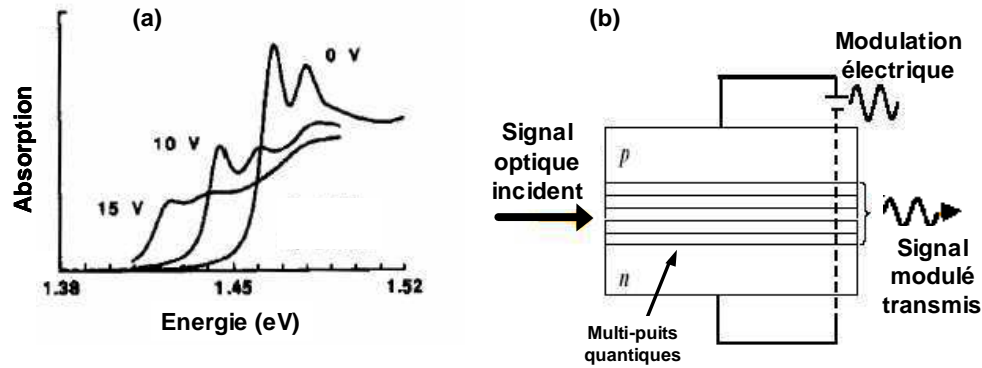


Figure 3.10 : Principe du modulateur à électro-absorption.
(a) Evolution de l'absorption pour différentes tensions ; (b) Schéma d'un MEA

Notons que ce composant réagit à une modulation électrique mais il peut également répondre à un signal optique modulé. En effet, le MEA absorbe les signaux optiques ce qui crée des porteurs qui, à leur tour, modifient le champ électrique local. Si le signal optique incident est modulé, le champ électrique créé le sera également, de même que l'absorption.

Grâce à leur dynamique d'absorption très rapide (inférieure à 10 ps), les MEA permettent de réaliser des modulations directes à 40 Gbit/s sans pénalité excessive (1,5 dB) et avec un taux d'extinction de sortie minimal de 15 dB [167], supérieur à celui obtenu via XGM dans les SOA. De plus, le signal en sortie ne présente, dans ce cas, pas d'inversion de polarité par rapport à l'entrée. Cependant, l'inconvénient majeur des MEA consiste en d'importantes pertes d'insertion conduisant à des puissances de signaux nécessaires de l'ordre de 20 dBm !

Ils offrent également la possibilité de multi-conversion, c'est-à-dire qu'à partir d'un seul signal modulé et d'un seul MEA, on peut moduler plusieurs signaux à différentes longueurs d'onde (multi-conversion 6x10 Gbit/s [168] et 7x40 Gbit/s [169]). De plus, étant des composants en semi-conducteurs compacts, ils sont également le lieu de modulation de phase ce qui les rend compatibles avec les techniques utilisant la XPM présentées précédemment dans le cas des SOA. Des conversions de longueurs d'onde à via MZI-MEA [170], UNI à base de MEA [171] ou MEA-DI testé à 40 Gbit/s avec des signaux NRZ [172] ont donc été proposées.

En terme de régénération, le MEA présente une fonction caractéristique fortement non-linéaire. Ainsi, des transmissions ont été réalisées à 40 Gbit/s sur 1000 km via un dispositif 3R placé à 500 km [173] et à 10 Gbit/s sur 30000 km [174]. Un dispositif à base d'un MEA associé à un filtre a été également récemment proposé dans le but d'application de régénération 2R [175]. Enfin, de part les applications possibles de ces modulateurs, un dispositif de régénération 3R a été proposé utilisant le même MEA à la fois pour la remise en forme et la modulation de l'horloge optique nécessaire à la resynchronisation des données [176].

3.2.2 Utilisation des absorbants saturables pour la régénération

Parmi les composants à semi-conducteurs, l'absorbant saturable est également un bon candidat en termes de non-linéarité et de compacité. De plus, contrairement aux SOA et MEA, il s'agit d'un composant passif, c'est-à-dire ne nécessitant pas d'alimentation électrique.

Son principe est basé sur celui de l'absorption excitonique (pour plus de détails se reporter aux références [69] et [177]). Quand un signal optique, ayant une puissance crête inférieure à la puissance de saturation de l'absorbant, traverse le composant, ce signal est absorbé, on dit que l'absorbant est « opaque » donc bloquant. Si la puissance crête est supérieure à cette puissance de saturation, l'absorbant est saturé et n'absorbe plus totalement le signal ; l'absorbant est alors dit « transparent », il est passant. Il y a donc augmentation de la transmission et ce proportionnellement à la puissance crête injectée. L'absorbant sera donc bloquant au passage d'un symbole '0' et passant à celui d'un '1'. Il n'y a donc pas d'inversion de polarité.

L'absorbant saturable peut fonctionner aussi bien en modulation croisée (et donc conversion de longueur d'onde) qu'en auto-modulation (et donc régénération 2R). Cependant, à cause de leur faible épaisseur, leur contraste, généralement de 3 dB, est insuffisant. Une solution, le SESAM pour SEmiconductor Saturable Absorber Mirror, composé d'un absorbant saturable à multi-puits quantiques inséré dans une microcavité verticale, a alors été développé et a permis d'obtenir un contraste de 5 dB. La Figure 3.11(a) présente la structure d'un tel composant.

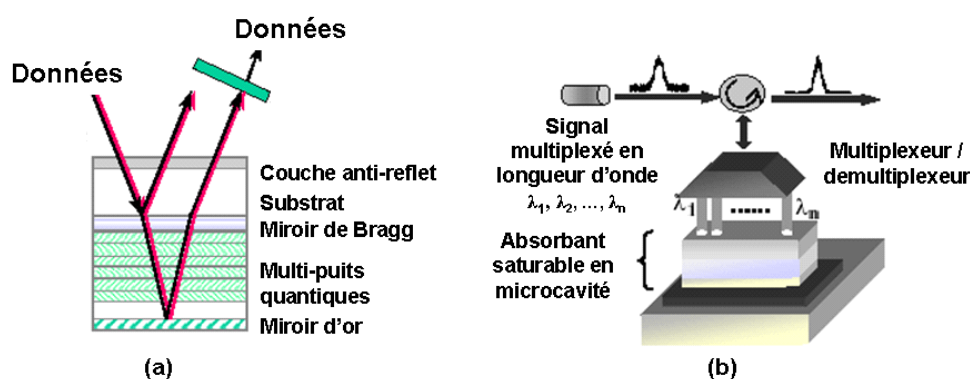


Figure 3.11 : Principe d'un absorbant saturable en micro-cavité verticale (SESAM).

(a) Structure du SESAM, (b) Principe pour la régénération WDM

Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe 2.3.2.1, un contraste de 5 dB est insuffisant pour une utilisation en modulation croisée mais tout à fait correct dans le cas de l'auto-modulation. Ainsi, ce composant est dédié à la régénération 2R. Or, comme toute porte optique fonctionnant en auto-modulation, l'absorbant saturable permet d'augmenter significativement le taux d'extinction mais ne permet de réduire le bruit d'amplitude que sur un seul type de symboles, dans ce cas les '0'. Il ne réalise donc qu'une régénération partielle et doit être associé à une autre fonction permettant, elle, de réduire le bruit sur les '1'. Une première solution est d'utiliser un filtre et le fait que l'absorbant introduit un élargissement spectral des signaux qu'il transmet. Plus les symboles '1' sont puissants, plus les impulsions sont élargies spectralement, moins le filtre les transmet. Ceci engendre une stabilisation en puissance. Avec cette technique, des transmissions de 7200 km (45x160 km) à 20 Gbit/s [178] ainsi qu'en ajoutant une fibre de compression, de 7600 km (31x240 km) à 40 Gbit/s [179] ont été réalisées. Une seconde solution est d'utiliser un SOA en auto-saturation comme égaliseur de gain. Avec cette technique, plusieurs transmissions à l'aide d'une boucle à pas variable ont été étudiées [87].

Enfin, il est à noter que l'absorbant saturable peut être également utilisé en régénération 3R mais en étant associé au procédé de modulation synchrone [180].

Le principal attrait des absorbants saturables est leur dynamique beaucoup plus rapide que celle des MEA et des SOA. De nombreuses recherches ont été menées pour réduire le temps de vie des porteurs dans les processus en jeu dans les absorbants en travaillant sur des configurations à puits quantiques [181] ou à boîtes quantiques [182]. Des temps de réponse inférieurs à la picoseconde ont été obtenus via des composants à multi-puits quantiques, plus matures à l'heure

actuelle [183]. Ainsi, l'avantage majeur de ce composant est sa rapidité qui ne limite pas l'accès aux hauts débits d'information.

Un autre intérêt de l'absorbant saturable est qu'il présente une large bande offrant ainsi la possibilité de traiter un signal multiplexé en longueur d'onde sur le même composant par démultiplexage spatial [179]. Le schéma de la Figure 3.11(b) montre le principe de fonctionnement du composant pour un signal multiplexé en longueurs d'onde. Le signal est d'abord démultiplexé puis chaque longueur d'onde est injectée sur le composant en différents endroits pour être traitée individuellement ; après réflexion, les signaux régénérés aux différentes longueurs d'onde sont multiplexés pour poursuivre la transmission.

Les composants à base de semi-conducteurs sont donc de bons candidats pour la conversion de longueur d'onde et la régénération. Cependant, même si la recherche ne cesse d'apporter des composants de plus en plus rapides, ceux présentant des temps de réponse inférieurs à la picoseconde sont rares et peu matures. Ainsi, la fibre et ses effets non-linéaires quasi-instantanés (de l'ordre de la femtoseconde), est également très attractive pour la réalisation de portes optiques non-linéaires, comme celles présentées dans le paragraphe suivant.

3.3 Techniques à base de fibre

Comme cela a été décrit au paragraphe 1.3.4, l'effet Kerr dans la fibre conduit à un élargissement spectral du signal qui le subit. Ce phénomène est appelé auto-modulation de phase, ou SPM pour Self Phase Modulation, si ce signal est celui transportant les données et modulation de phase croisée, ou XPM pour Cross Phase Modulation, si ce signal est une sonde injectée dans la fibre en même temps que le signal de transmission. Comme dans le cas des amplificateurs à semi-conducteurs, cette modulation de phase dans la fibre peut être convertie en modulation d'intensité par association avec un filtrage ou un interféromètre.

3.3.1 Modulation de phase et filtrage décalé

Dans les lignes de transmissions, l'élargissement spectral engendré par la SPM (ou la XPM dans le cas de plusieurs signaux) est cause de dégradation du signal, comme nous l'avons vu au chapitre 1. Associé à un filtrage, il peut cependant s'avérer être une bonne technique de conversion en longueur d'onde ou de régénération.

Le premier dispositif utilisant l'auto-modulation de phase dans la fibre associée à un filtrage décalé a été proposée par Mamyshev en 1998 [184]. Le principe*, schématisé sur la Figure 3.12(a), consiste à utiliser un filtre centré sur une longueur d'onde (λ_F) décalée de la fréquence centrale du signal d'origine (λ_S). Ainsi, lorsqu'un symbole '1' traverse la fibre optique, la SPM élargit le spectre du signal optique qui comprend alors la fréquence λ_F ; une partie du signal est, dans ce cas, transmise par le filtre. Par contre, dans le cas d'un '0', le phénomène de SPM, et donc d'élargissement spectral, n'a pas lieu et le filtre coupe le signal.

* Ce principe est similaire à celui décrit au paragraphe 3.1.3 dans le cas d'utilisation de la XPM dans les amplificateurs à semi-conducteurs associée à un filtrage décalé. La différence majeure réside dans le fait que, la fibre n'étant pas intrinsèquement un milieu amplificateur, le processus de XPM n'est, dans ce cas, pas accompagné de XGM. Ainsi les données du signal en sortie sont toujours de même polarité que celles du signal en entrée.

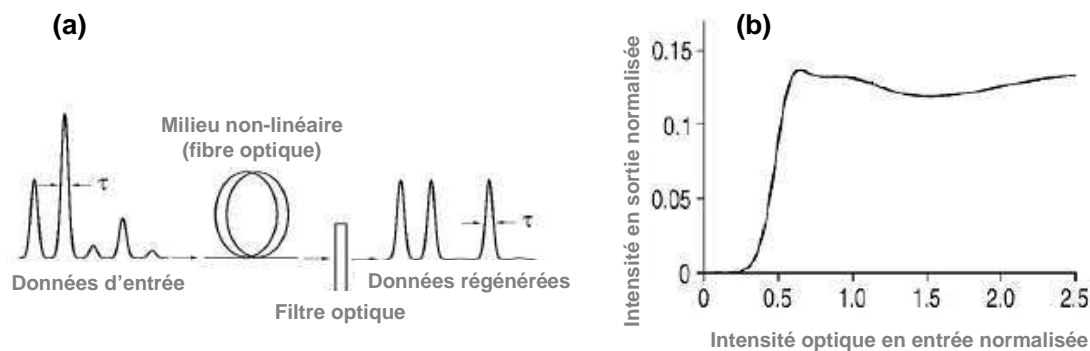


Figure 3.12 : Technique de régénération par association auto-modulation de phase et filtrage décalé.
(a) Schéma de principe ; (b) Fonction caractéristique (transmission)

Ce procédé permet donc de réduire le bruit sur les symboles '0' puisque le dispositif est totalement bloquant dans le cas du passage d'un '0'. De plus, la transmission des symboles '1' dépend essentiellement de la fonction de transmission du filtre. Ainsi, si le décalage du filtre est bien choisi, tous les symboles '1' en sortie ont la même amplitude, ce qui entraîne une amélioration du taux d'extinction et une stabilisation du niveau de puissance des symboles '1'. La Figure 3.12(b) montre la fonction caractéristique du dispositif. On peut noter que la saturation de la courbe correspond aux puissances crêtes qui entraînent un décalage en fréquence trop important (au-delà du filtre) qui ne sont donc pas transmises.

Cette technique permet donc une régénération 2R en auto-modulation avec réduction du bruit sur les symboles '0' et stabilisation de la puissance des '1'. Pour s'affranchir de l'accumulation de gigue qui accompagne la plupart des régénérateurs 2R, elle peut être associée à une modulation synchrone. Cette technique a ainsi permis de réaliser une transmission sur 1 000 000 km à 40 Gbit/s [185, 186]. Une autre solution a également été envisagée via simulation numérique : cascader ce type de régénérateur 2R semble réduire la gigue supplémentaire introduite par ce dispositif [187]. Enfin, une proposition d'amélioration de cette technique, basé sur la mise en série de plusieurs tronçons de fibres séparés par des filtres optiques de plus en plus décalé de la fréquence centrale du signal de transmission, a été proposée et numériquement étudiée à 10 Gbit/s [188] montrant sa compatibilité théorique avec les réseaux de transmissions WDM [189].

Cependant, un de ses inconvénients est qu'elle nécessite de très fortes non-linéarités. Ainsi, dans le cas des fibres actuellement utilisées, de très fortes puissances crêtes ou de très grandes longueurs de fibre sont obligatoires. Il peut alors être intéressant d'utiliser des matériaux spéciaux comme les cristaux photoniques qui exacerbent les non-linéarités [190]. Le potentiel de cette technique à partir de 2,8 m de fibre de chalcogénure a ainsi été étudié en termes de fonction caractéristique [191].

De plus, on peut noter que ce type de dispositif est obligatoirement convertisseur en longueur d'onde mais d'accordabilité limitée puisque la longueur d'onde de sortie est très dépendante de celle d'entrée.

Une autre technique, utilisant, quant à elle, non pas l'auto-modulation de phase mais la modulation de phase croisée, repose également sur ce principe d'élargissement spectral associé à un filtrage convertissant la modulation de phase en modulation d'amplitude. Cependant, dans ce cas, l'élargissement spectral ne se fait plus sur le signal de transmission lui-même mais sur une autre porteuse, la sonde. Cette technique induit donc une conversion de longueur d'onde obligatoire mais tout en laissant une plus grande liberté dans le choix de la longueur d'onde de sortie du fait de l'introduction du second signal dont on peut choisir la longueur d'onde. Ce

procédé est donc privilégié au premier lorsque la fonction de conversion de longueur d'onde est l'application recherchée.

Des résultats ont été obtenus avec des fibres hautement non-linéaires via XPM « classique » à 160 Gbit/s [192] ou via effet Raman à 80 Gbit/s [193].

Ces techniques sont très simples et insensibles à la polarisation. Cependant, leur inconvénient majeur réside dans les pertes très élevées induites pour le signal transportant l'information. Ceci entraîne la nécessité d'un compromis entre la largeur et le décalage du filtre permettant une conversion de longueur d'onde, voire une régénération, efficace du signal et une dégradation acceptable de l'OSNR.

3.3.2 Dispositifs interférométriques

Comme il a été décrit au paragraphe 1.3.4.1, la modulation de phase conduit non seulement à un élargissement spectral des signaux mais également à un déphasage non-linéaire entre les différentes composantes spectrales de ces signaux. De plus, l'effet Kerr induit une modification de l'indice de réfraction de la fibre pouvant conduire à une variation de sa biréfringence conduisant également à l'introduction d'un nouveau déphasage. De la même manière que pour les amplificateurs à semi-conducteurs, ces déphasages peuvent ainsi être utilisés dans des interféromètres. Les deux principaux dispositifs interférométriques basés sur les non-linéarités dans la fibre sont l'interféromètre déclenché par effet Kerr, plus communément appelé « Kerr Shutter » et le miroir à boucle optique non-linéaire.

3.3.2.1 Interféromètre déclenché par effet Kerr

Le principe de l'interféromètre déclenché par effet Kerr, ou « Kerr Shutter », est basé sur la modification de la biréfringence d'une fibre via modulation d'indice du milieu par l'effet Kerr* [19, 194]. Il peut être schématisé comme sur la Figure 3.13.

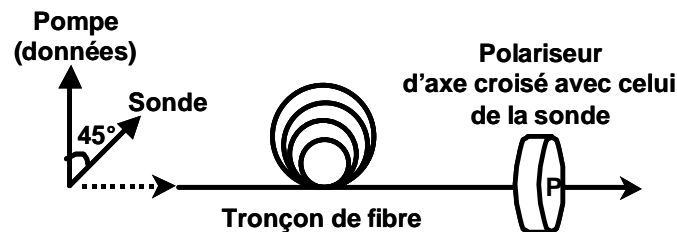


Figure 3.13 : Principe de l'interféromètre déclenché par effet Kerr, ou « Kerr Shutter ».

Le signal de données (la pompe) et un signal de sonde, continu, sont polarisés linéairement à 45° l'un de l'autre et sont injectés dans un tronçon de fibre. Le dispositif se termine par un polariseur dont l'axe est choisi de telle manière à être perpendiculaire à la polarisation de la sonde en sortie de fibre.

Ainsi, lorsqu'un symbole '0' traverse le dispositif, la pompe, de puissance trop faible, ne modifie pas les indices propres de la fibre et ainsi ne modifie pas la polarisation de la sonde. Celle-ci arrive donc avec une polarisation croisée avec l'axe du polariseur, ainsi aucun signal ne passe. Par contre, lorsqu'un symbole '1' traverse le dispositif, il induit de l'effet Kerr dans la fibre et donc un changement des indices propres de celle-ci, modifiant sa biréfringence. La polarisation de la sonde est ainsi transformée et le polariseur en transmet donc une partie.

* Cette technique constitue en fait le pendant de celle basée sur rotation linéaire de polarisation dans les SOA.

Cette technique permet ainsi une conversion de longueur d'onde.

Cependant, comme tout dispositif à base de fibre, l'interféromètre déclenché par effet Kerr nécessite de très grandes longueurs de fibres ou de très fortes puissances ce qui, en plus d'être peu efficace et compact, limite la stabilité de la fonction. En effet, plus la fibre est longue, plus les effets de variation de la biréfringence linéaire parasitent le processus. En pratique, on doit donc utiliser une fibre à maintien de polarisation pour améliorer la stabilité et faciliter le choix de l'axe du polariseur, voire utiliser deux fibres à maintien de polarisation d'axes opposés, comme dans le cas de l'UNI, pour éviter les phénomènes de PMD.

Ainsi, plusieurs études ont été réalisées pour montrer la faisabilité de ce type d'interféromètre à base de fibres spéciales, hautement non-linéaires, rendant les dispositifs beaucoup plus simples et compacts. Un Kerr shutter de 48 cm de long a été proposé [195] ; un autre, d'une longueur d'un mètre, a montré ses capacités à 80 Gbit/s [196]. On peut cependant noter qu'une démonstration expérimentale de conversion de longueur d'onde a pu être réalisée à partir de simplement 15 km de fibre standard à dispersion décalée [197] ainsi qu'une étude de régénération à 10 Gbit/s via 12 km de DSF également [198].

3.3.2.2 Miroir à boucle optique non-linéaire à fibre (NOLM)

Le miroir à boucle optique non-linéaire est l'interféromètre à base de fibre qui a été le plus étudié. Son principe est celui représenté sur la Figure 3.8 (cf page 62) où l'élément non-linéaire est une fibre optique soumise aux non-linéarités Kerr [199]. La dissymétrie dans la boucle est alors obtenue via une différence de puissance entre les deux ondes co- et contra-propagatives, imposée soit par la présence d'un amplificateur dans la boucle [200], soit par l'utilisation d'un coupleur dissymétrique à l'entrée du NOLM [201].

Contrairement aux NOLM-SOA, les NOLM à fibre sont surtout utilisés comme porte optique en auto-modulation pour la régénération 2R. Dans ce cas, les données sont injectées dans le coupleur et divisées en deux ondes. L'une de ces ondes, de plus forte puissance ou arrivant la première dans l'élément non-linéaire, subit un déphasage par auto-modulation de phase en traversant le milieu non-linéaire. La seconde onde traverse alors le milieu modifié par la première et subit donc un déphasage différent. A leur nouveau passage dans le coupleur, ces deux ondes interfèrent et l'interféromètre s'ouvre en transmission. Pour de plus amples explications et études sur le NOLM à fibre en auto-modulation, nous invitons le lecteur à se reporter aux travaux de thèse de F. Següineau [14].

Les NOLM à fibre offrent d'excellentes capacités en terme d'accès aux hauts débits d'information du fait de la réponse quasi-instantanée de l'effet Kerr. Cependant, ces interféromètres requièrent de très grandes puissances et/ou longueurs de fibre pour pouvoir obtenir un effet Kerr avec un bon rendement (de 1 à 10 km de fibre). Ce point les rend peut compacts et difficilement compatible avec l'intégration. De plus, ils sont intrinsèquement sensibles à la polarisation et instables vis-à-vis des perturbations environnementales.

Néanmoins, avec les avancées récentes en termes de fibre optique hautement non-linéaires, la diminution de la longueur de fibre est en bonne voie [202]. De plus, des NOLM insensibles à la polarisation ont déjà été réalisés [203] mais ils sont complexes et présentent cependant toujours tous les autres inconvénients.

D'excellentes performances ont cependant été démontrées. En termes de porte optique en modulation croisée [204], le NOLM à fibre a permis des conversions de longueur d'onde très large bande [205] ou à haut débit (80 Gbit/s) [206].

En terme de régénération, une vue d'ensemble des potentialités des NOLM pour la régénération tout-optique 3R a été réalisée par S. Bigo [207]. On peut, de plus, mettre l'accent sur une performance de régénération 3R via une cascade de 2 NOLM à fibre hautement non-linéaire [208]. Enfin, en tant que porte optique non-linéaire en auto-modulation pour la régénération 2R, le NOLM à fibre a permis des transmissions à 10 Gbit/s sur 1 million de km [209] ou à 40 Gbit/s en boucle classique sur 84x240 km [210] ou WDM sur 40x240 km [201].

3.4 Autres techniques

Les techniques décrites précédemment sont les plus couramment étudiées car elles sont, jusqu'à présent, les plus efficaces et ont donc montré d'excellentes performances.

Dans la suite, nous allons présenter des techniques moins utilisées car moins matures ou moins efficaces mais présentant d'autres attraits.

3.4.1 Injection optique dans les lasers

Le principe d'injection optique consiste à injecter le signal d'un laser dans un autre [211, 212]. Dans le cas de la conversion en longueur d'onde ou de la régénération, le principe utilisé consiste à moduler l'intensité du mode principal d'un laser par injection dans celui-ci d'un autre laser transportant les données. Ce laser va en fait moduler le gain du milieu amplificateur du laser dans lequel il est injecté et ne va ainsi permettre l'émission de ce dernier que lorsque que son gain ne sera pas abaissé par le signal injecté. Ce processus est semblable à celui de modulation de gain croisée dans les amplificateurs à semi-conducteurs, que nous avons décrit au paragraphe 3.1.1, en considérant en quelque sorte que le laser portant les données constitue la pompe et le mode principal du laser injecté, la sonde. Ainsi, le signal de sortie a une polarité inversée par rapport au signal de données qui commande le processus.

Ce mécanisme, dit de « suppression de gain », a été utilisé dans des diodes laser de type Fabry-Perot permettant une conversion de longueur d'onde à 10 Gbit/s d'un signal RZ vers 8 signaux NRZ. Ce type de laser est très compétitif en termes de coût et de taux d'extinction mais il offre une faible flexibilité dans le choix des longueurs d'onde. Ainsi, d'autres types de laser ont été utilisés comme les lasers DBR* [213], Y [214] ou dit « T-gate » [215].

Cette technique a également été expérimentée pour la régénération optique 3R à 5 Gbit/s via un laser à mode bloqué comme horloge optique et laser bistable verrouillé par injection comme porte optique [216].

Etant basé sur les mécanismes de recombinaison de porteurs dans les semi-conducteurs, ce procédé est limité par le temps de récupération du gain comme pour le processus de modulation de gain croisée dans le SOA. Ainsi, cette technique n'a pu donner de résultats à des débits supérieurs à 10 Gbit/s.

3.4.2 Mélanges d'ondes

Les mélangeurs d'onde sont les dispositifs de conversion de longueur d'onde qui ont peut être été les moins étudiés mais qui présentent la plus grande transparence au débit. Cette catégorie comprend les processus acousto-optique, électro-optique ainsi que les processus non-linéaires de mélange d'ondes. Les deux premiers mécanismes ne sont pas bien adaptés aux réseaux actuels (et surtout au WDM). Par contre le mélange à quatre ondes (FWM pour Four Wave Mixing), qui utilise les non-linéarités d'ordre 3, et le la génération de fréquence somme (DFG pour Difference Frequency Generation), celles d'ordre 2, ont été largement étudiés.

Le principe des mélangeurs d'onde repose sur l'interaction possible de différentes ondes présentes dans un milieu non-linéaire dont résulte la création d'une ou plusieurs nouvelles fréquences. Les intensités des nouvelles ondes créées, dites « ondes conjuguées », sont alors proportionnelles au produit des intensités des ondes initiales. Leurs phase et fréquence sont également une combinaison linéaire de celles des ondes initiales**. De plus, le mélange d'ondes

* Laser à réflecteurs de Bragg répartis ou Distributed Bragg Reflector.

** Dans le mélange d'onde, la fréquence du conjugué utile est $f_c = (n-1)f_p - f_s$ où f_p et f_s sont les fréquences des signaux d'origine (de pompe et de sonde) et où $n=3$ pour le FWM et $n=2$ pour la DFG.

préserve l'information en termes d'amplitude et de phase. Il ne semble également présenter aucune limitation en terme de débit et est parfaitement adapté aux réseaux WDM puisqu'il permet la multi-conversion la plus efficace. Enfin, les mélangeurs d'ondes peuvent n'entraîner aucune dégradation de l'OSNR pourvu que le matériau utilisé ne soit pas un matériau actif. Cependant, les non-linéarités dans ces types de matériaux ne sont pas excessivement élevées et le mélange d'ondes requiert alors de fortes puissances. Ainsi, des matériaux actifs, comme dans les SOA [217], ont été utilisés car présentant de plus fortes non-linéarités mais dans ce cas, l'OSNR est dégradé.

3.4.2.1 Mélange à quatre ondes

Le principe du mélange à quatre ondes a été expliqué dans le paragraphe 1.3.4.2.

L'un de ces principaux avantages est qu'il semble ne pas avoir de limitation par rapport au débit et s'adapte très bien aux différents formats [218]. De plus, il permet facilement le procédé de multi-conversion en utilisant simplement plusieurs signaux de pompe qui créeront plusieurs ondes conjuguées. Ainsi, une conversion NRZ à 10 Gbit/s via 3 signaux de pompe donnant naissance à 5 conjugués a été réalisée dans un SOA [219]. Une expérience similaire dans une fibre cette fois a été étudiée à 2,5 et 10 Gbit/s [220].

Cependant, le mélange à quatre ondes présente de nombreux inconvénients. Tout d'abord, ce processus est fortement dépendant de la polarisation même si certains dispositifs permettent de s'affranchir de ce problème [220].

De plus, son efficacité de conversion (son rendement) est limitée et décroît très vite avec l'écart en longueurs d'onde entre la pompe et la sonde. Pour pallier ce problème de très fortes puissances de pompe doivent alors être utilisées, ce qui pose des difficultés au niveau du filtrage. Une alternative, utilisant un NOLM, a cependant été proposé, permettant une conversion de longueur d'onde à 80 Gbit/s sur une transmission de 106 km de fibre standard [221].

Cette faible efficacité de conversion est une grande limite à la possibilité de cascabilité des dispositifs. En fait, l'efficacité de conversion et la bande passante de ce processus sont étroitement liées à la dispersion et la longueur du guide. Plus la longueur est importante plus l'effet est important, mais l'atténuation et la dispersion limitent la longueur optimale. Une alternative consiste alors à utiliser de très fortes puissances de signaux de pompe. Mais dans ce cas, se pose la nécessité d'un filtrage sévère pour rejeter la pompe. Les meilleurs compromis doivent donc être trouvés entre les différents paramètres.

On peut enfin attirer l'attention du lecteur sur l'utilisation possible de nouveaux composants comme les fibres à cristal photonique [222] ou les guides intégrés en silice [223] qui pourraient rendre plus aisés le choix et l'application de ces compromis.

En terme de régénération, le FWM a été très peu étudié. Cependant, quelques études ont été menées sur les capacités régénératives du FWM dans les fibres [224, 225, 226, 227] et dans les SOA [228], [229].

Les avantages tels que la simplicité ou la transparence au débit et au format sont toujours aussi attractifs. Cependant, les inconvénients que sont la dépendance à la polarisation et les problèmes d'efficacité posent toujours problème.

Plus précisément, dans les SOA, quand le signal modulé a une puissance telle que les symboles '1' saturent le gain du SOA, le processus de FWM permet d'obtenir un excellent taux d'extinction en sortie et ainsi qu'un OSNR correct mais il est limité par le temps de récupération du gain et ainsi ne permet pas d'accéder aux hauts débits. Son avantage ne réside alors que dans sa simplicité. Par contre, quand le signal modulé ne sature pas le gain du SOA, le processus est indépendant du temps de récupération du gain mais dans ce cas le taux d'extinction et l'OSNR sont dégradés. Il est à noter que dans les SOA, le processus de FWM ne permet une réduction du bruit d'amplitude seulement sur les '1' ce qui ne constitue qu'une régénération partielle.

Les régénérateurs à base de FWM dans les fibres ne sont quant à eux jamais limités en débit puisqu'ils sont basés sur l'effet Kerr dont le temps de réponse est quasi instantané. De plus, l'OSNR n'est pas dégradé par un processus comme l'ESA des SOA vu qu'ici, le milieu est totalement passif. La fonction caractéristique, quant à elle, se rapproche plus de la fonction en marche d'escalier, avec deux non-linéarités permettant une réduction du bruit d'amplitude à la fois sur les symboles '1' et '0'. Il a été démontré théoriquement et expérimentalement [226] que le FWM peut permettre une excellente amélioration du taux d'extinction. Cependant, ce type de régénérateur n'est absolument pas compact et très dépendant de la polarisation. De plus, comme tout mélangeur d'ondes, il est limité par les compromis entre les différents paramètres que sont les puissances, le choix de fibre, l'écart en longueur d'onde ...

3.4.2.2 Génération de la fréquence somme

La technique de génération de la fréquence somme, ou DFG pour Difference Frequency Generation, utilise les non-linéarités d'ordre 2. Elle est la conséquence de l'interaction du matériau avec deux ondes.

Ce procédé offre la même transparence et le même excellent OSNR que le FWM dans les guides passifs mais il souffre de sa faible efficacité due à la difficulté d'obtenir l'accord de phase nécessaire à tout processus de mélange d'ondes (cf paragraphe 1.3.4.2 sur le phénomène de mélange à quatre ondes). Ainsi, cette technique est surtout réalisée dans des guides passifs en niobate de lithium (LiNbO_3) [230, 231] car l'accord de phase est encore plus difficile à obtenir dans les matériaux en semi-conducteurs. Cependant, de bonnes performances ont été obtenues dans des guides de type AlGaAs [232, 233].

Une solution au problème d'efficacité peut résider dans l'utilisation de composants à cristal photonique [190]. En effet, la génération de seconde harmonique existe dans les cristaux non centro-symétriques comme le niobate de lithium. Or les cristaux photoniques cassent le centre de symétrie des matériaux auquel ils sont associés. Ils permettent ainsi d'accentuer les non-linéarités d'ordre 2 déjà présentes dans certains matériaux centro-symétriques [234] ou d'en créer dans de nouveaux types de matériaux comme la silice (fibre), les semi-conducteurs amorphes [235, 236, 237] ou les plastiques.

Le procédé de mélange d'ondes, qu'il soit de type FWM ou DFG, est encore exploratoire en termes de conversion de longueur d'onde et surtout de régénération optique. Il présente en effet des atouts très attractifs mais ces inconvénients n'ont pas à ce jour permis de le rendre compétitif en comparaison des dispositifs interférométriques par exemple.

3.4.3 Autres techniques de modulation de gain croisée

Parmi les nombreux processus optique permettant une conversion de longueur d'onde et/ou une régénération optique des signaux, la modulation de gain croisée apparaît très attractive, surtout de part sa simplicité de mise en œuvre. Outre la technique la plus utilisée, présentée au paragraphe 3.1.1, quelques autres procédés ont également été étudiés. Nous présentons donc dans ce paragraphe des techniques de modulation de gain croisée basées sur l'émission spontanée amplifiée des amplificateurs à semi-conducteurs ainsi que sur le gain Raman dans la fibre.

La technique de modulation de l'émission spontanée amplifiée d'un SOA consiste à utiliser le fait que la saturation du gain d'un amplificateur à semi-conducteurs s'accompagne de la saturation de son ESA. Ainsi, lorsqu'un symbole '0' traverse l'amplificateur, l'ESA reste forte et s'il s'agit d'un symbole '1', l'ESA chute, d'où une modulation de l'ESA du SOA au rythme du signal d'entrée. Il suffit alors de filtrer une partie de la bande d'émission spontanée correspondant à la longueur d'onde désirée pour réaliser une conversion de longueur d'onde.

Le principal attrait de cette technique est qu'elle ne nécessite d'aucun signal supplémentaire (c'est-à-dire pas de signal de sonde comme dans le cas classique de modulation de gain croisée

dans les SOA). Ainsi, elle est tout à fait intéressante en termes de coût et de simplicité pour les applications de multi-conversion de longueur d'onde [93]. Une multi-conversion de longueurs d'onde « 1 vers 6 » sans erreur (pénalité < 1 dB) a ainsi pu être démontrée sans l'utilisation de signaux de sonde [238]. De plus, cette technique offre une grande plage d'accordabilité puisqu'une différence entre les niveaux bas et haut de l'ESA a été mesurée supérieure à 10 dB sur une bande spectrale de 80 nm. Ces types de convertisseurs en longueur d'onde sont de plus compacts et économiques en énergie comme tout dispositif à base de semi-conducteurs.

Cependant, cette technique induit une inversion de polarité, et est, de plus, limitée en débit par le temps de vie des porteurs dans l'amplificateur à semi-conducteurs. Ainsi, comme dans le cas classique de la modulation de gain croisée dans les SOA, la possibilité d'associer cette technique à de l'interférométrie a été proposée via l'étude d'un ASE-DI [239].

Une autre technique basée sur la modulation de gain croisée consiste à utiliser l'amplification Raman dans les fibres. Comme nous l'avons expliqué au paragraphe 2.2.2 lors de la description de l'amplification Raman, il est possible de générer des photons si on injecte un signal de pompe, de puissance suffisamment élevée, dans une fibre via l'effet Raman. Les photons générés ont alors une fréquence inférieure de 13 THz par rapport à celle de la pompe (soit une longueur d'onde d'environ 100 nm supérieure). Ces photons forment alors une nouvelle onde appelée « Stokes ». En général, pour réaliser de l'amplification d'un signal, on utilise un signal de pompe fort et un signal de sonde (à amplifier plus faible). Cependant, si le signal de pompe, de plus basse longueur d'onde, a une puissance plus faible que le signal de sonde (de plus haute longueur d'onde), on crée alors un régime dit de « déplétion » de la pompe. Ce régime peut être utilisé pour moduler un signal [240].

En effet, si on injecte dans une fibre, un signal de télécommunications très puissant ainsi qu'un second signal de fréquence supérieure de 13 THz (soit de longueur d'onde inférieure), les symboles '1' du signal de données vont créer une déplétion du second signal, provoquant la décroissance de sa puissance, alors que les symboles '0', ne créant pas d'effet Raman, ne le modifieront pas.

Cette technique est très attrayante en terme de régénération car le processus Raman a une réponse fortement non-linéaire. Une conversion de longueur d'onde de la bande L vers la bande S et présentant des capacités intéressantes de régénération a ainsi été démontrée [241]. De plus, de part la réponse ultra-rapide de l'effet Raman dans les fibres, cette technique pourrait ne pas présenter de limite à l'accès aux hauts débits.

Ce procédé, en revanche, implique nécessairement une conversion de longueur d'onde et obligatoirement sur plus de 100 nm. Cette technique est aussi assez complexe à mettre en œuvre puisqu'elle nécessite des fibres hautement non-linéaires ainsi que de fortes puissances (environ 20 dBm de puissance moyenne pour une fibre de coefficient non-linéaire de $10,6 \text{ W}^{-1}/\text{km}^*$). De plus, elle doit être mise en œuvre de telle manière à ne pas exciter d'autres effets non-linéaires (comme l'effet Brillouin ou la SPM) qui pourraient parasiter le processus. Il faut également tenir compte des effets de dispersion chromatique du fait que les deux signaux parcourant la fibre ont des longueurs d'onde, et donc des vitesses de propagation, très différentes. Une solution consiste à se placer de part et d'autre du zéro de dispersion de la fibre, ce qui constitue une limitation supplémentaire dans l'accordabilité en longueur d'onde du processus.

* En comparaison, le coefficient non-linéaire d'une fibre standard est d'environ $2 \text{ W}^{-1}/\text{km}$.

En résumé, de nombreuses techniques de conversion de longueur d'onde ou de régénération ont été proposées et étudiées théoriquement et/ou expérimentalement. Le tableau ci-dessous rassemble les plus matures et efficaces. Il permet de comparer leurs attraits et faiblesses via quatre catégories :

- la qualité du signal de sortie, considérant le taux d'extinction (TE), le chirp, le rapport signal sur bruit optique (OSNR) et les pertes,
- la configuration du dispositif, et ainsi son mode de fonctionnement (auto-modulation, modulation croisée, WDM), sa simplicité, sa stabilité, son niveau de consommation d'énergie et de puissances optiques,
- le débit possible pouvant être atteint,
- les performances réalisées jusqu'à ce jour, en termes de conversion de longueur d'onde ($C\lambda$) et de régénération (Régé).

De plus, ce tableau réalise des regroupements, via cadres de couleurs différentes, en fonction de l'élément non-linéaire utilisé dans la porte optique ou de son architecture. Ainsi la couleur :

- **Bleue** désigne les dispositifs à semi-conducteurs. Comme nous l'avons vu, ils se caractérisent par leur compacité, leur compatibilité avec l'intégration, leur stabilité et leur faible consommation d'énergie (puissance et alimentation électrique). Parmi eux on distingue :
 - Les composants à semi-conducteurs « rapides » (MEA et AS), en **bleu clair**, ayant un temps de réponse de l'ordre de la picoseconde.
 - Les amplificateurs à semi-conducteurs (SOA), en **bleu foncé**, dont les temps de réponse se situent entre 40 et 100 ps.
- **Mauve** désigne les techniques à fibre dont les effets non-linéaires sont quasi-instantanés. Cependant, contrairement aux dispositifs à semi-conducteurs, ils ne sont pas compacts, peu stables en général et nécessitent de fortes non-linéarités (très grandes longueurs de fibre, très fortes puissances et/ou fibres spéciales).
- **Verte** désigne les interféromètres qui présente en général d'excellents TE et OSNR et offrent la possibilité d'avoir des fonctions présentant deux non-linéarités pour la régénération. Cependant, ils sont généralement complexes et peu stables.

Tableau I-1 : Principales techniques de conversion de longueur d'onde et de régénération optique.

	Qualité du signal	Configuration	Débit	Performances
AS	- TE excellent - OSNR excellent (composant passif) - Chirp	- Auto-modulation donc nécessité d'un second dispositif - nécessité d'aucune alimentation (passif) - WDM avec un seul composant	Très haut débit	Régé 2R : - associé à un filtre : 31x240 km à 40 Gbit/s - associé à un SOA : test en boucle à 10 Gbit/s - avec modulation synchrone à 20 Gbit/s
MEA	- TE excellent - Enormes pertes	- Très simple - Faible consommation - Très fortes puissances nécessaires	Haut débit	$C\lambda$: 40 Gbit/s Régé : - 30000 km à 10 Gbit/s - Dispositif intégré avec remise en forme et récupération d'horloge

XGM	<ul style="list-style-type: none"> - TE limité - Signal chirpé - Ajout d'ESA (NF = 8 à 9 dB) 	<ul style="list-style-type: none"> - Très simple - Stable - Basse consommation (puissance et courant) - Inversion de polarité - Nécessité d'au moins 2 SOA (pour le TE) 	10 à 40 Gbit/s	Cλ : <ul style="list-style-type: none"> - Plusieurs étages de SOA - Turbo-switch Mais double conversion difficile
Rotation de polarisation	<ul style="list-style-type: none"> - TE de 10 à 15 dB - OSNR correct 	<ul style="list-style-type: none"> - Simple et compact - Signal inversé ou non - Basse consommation (puissance et courant) 	Débit moyen	Cλ : <ul style="list-style-type: none"> - 20 Gbit/s, NRZ Régé : 2R possible à 10 Gbit/s, NRZ
XPM + filtre	<ul style="list-style-type: none"> - TE de 10 à 15 dB - Compromis entre TE, OSNR, pertes et conservation de la polarité - Chirp linéaire 	<ul style="list-style-type: none"> - Simple et compact - Signal inversé ou non - Basse consommation (puissance et courant) 	Très haut débit	Cλ : <ul style="list-style-type: none"> - 320 Gbit/s avec inversion de polarité - 80 Gbit/s sans inversion de polarité Régé : 42x400 km à 10 Gbit/s
MZI	<ul style="list-style-type: none"> - Excellent TE et OSNR - Fonction en « S » - Chirp 	<ul style="list-style-type: none"> - Modulation croisée - Compact - Réglages complexes - intrinsèquement peu stable - Nécessité de 2 SOA 	Haut débit	Multi Cλ : 84 Gbit/s Régé 3R : <ul style="list-style-type: none"> - 10000 km à 40 Gbit/s WDM (4 canaux) - dispositif de régé 3R tout intégré à 10 Gbit/s
MI	<ul style="list-style-type: none"> - Excellent TE et OSNR - Fonction en « S » - Chirp 	<ul style="list-style-type: none"> - Modulation croisée - Compact - Moins de coupleur que pour le MZI 	Débit moyen	Cλ et régé : 20 Gbit/s
DISC	<ul style="list-style-type: none"> - Excellent TE et OSNR - Fonction en « S » - Chirp 	<ul style="list-style-type: none"> - Modulation croisée - Compact - Intrinsèquement peu stable - Architecture plus simple que le MZI : 1 seul SOA, moins de coupleurs 	Très haut débit	Cλ : 160 Gbit/s avec capacités régénératives Régé : 2500x400 km à 40 Gbit/s
UNI	<ul style="list-style-type: none"> - Excellent TE et OSNR - Fonction en « S » - Chirp 	<ul style="list-style-type: none"> - Modulation croisée - 1 seul SOA - Intrinsèquement stable (1 seul bras) - Peu compact - Fibres PM 	Très haut débit	Cλ : 320 Gbit/s Régé : 20x100 km à 40 Gbit/s

NOLM-SOA	<ul style="list-style-type: none"> - Excellent TE et OSNR - Chirp 	<ul style="list-style-type: none"> - Modulation croisée et auto-modulation - Stabilité intrinsèque - Multi-fonctionnalité (démux, récupération d'horloge, CW, Régé) 	Très haut débit	TOAD : 80 Gbit/s Cλ + Régé : 133x150 km et 1000 x 100 km à 10 Gbit/s
NOLM	<ul style="list-style-type: none"> - Excellent TE et OSNR - Chirp 	<ul style="list-style-type: none"> - Auto-modulation et modulation croisée - Très peu stable - Non compact - Fortes puissances 	Haut débit	Cλ : 80 Gbit/s Régé 2R : <ul style="list-style-type: none"> - 1 million de km avec modulation synchrone - 84x240 km à 40 Gbit/s WDM
Kerr Shutter	Excellent TE et OSNR	<ul style="list-style-type: none"> - Peu simple - Fortes puissances - Non compact 	Très haut débit	Cλ : 80 Gbit/s Régé : 10 Gbit/s
Modulation + filtre	<ul style="list-style-type: none"> - Excellent TE - fortes pertes dues au filtrage décalé (OSNR dégradé) 	<ul style="list-style-type: none"> - Auto-modulation si SPM et modulation croisée si XPM - Simple - Fortes puissances - Possibilité WDM 	Très haut débit	Cλ : 160 Gbit/s Régé 2R : 1 million de km avec modulation synchrone

Conclusion

Cette première partie a été consacrée à la présentation de la problématique et le contexte dans lesquels s'inscrit cette thèse. Cette partie avait en effet pour but d'introduire et définir les différents concepts liés au domaine du traitement du signal optique, et plus particulièrement de la conversion de longueur d'onde et de la régénération, dans le cadre des télécommunications optiques.

Dans le chapitre 1, nous avons ainsi présenté les systèmes de transmission actuels. Nous avons vu qu'ils sont basés sur le motif de la ligne point-à-point qui comprend simplement une émission et une réception séparées d'une ligne de transmission, elle-même formée de tronçons de fibres et d'amplificateurs optiques.

Ce motif de base nous a permis de simplement mettre l'accent sur les notions importantes liées à la conversion de longueur d'onde et à la régénération optique. Nous avons ainsi pu expliquer pourquoi les travaux de cette thèse ont été réalisés avec des signaux de type NRZ mais surtout RZ. Nous avons également décrit les nombreuses dégradations que subit le signal au cours de sa transmission et qui rendent nécessaire le fait de le régénérer. Enfin, nous avons présenté les différents critères de qualité d'une transmission optique, critères que nous avons utilisés au cours de ces travaux de thèse pour juger de la qualité du signal après conversion de longueur d'onde et/ou régénération.

Le chapitre 2, quant à lui, a été consacré aux concepts même de conversion de longueur d'onde et de régénération.

Nous avons, tout d'abord, montré les rôle et intérêt de fonctions réalisant ce type de traitement du signal au sein des réseaux de télécommunications, expliquant notamment la capacité des convertisseurs en longueur d'onde à organiser les réseaux complexes et celle des régénérateurs à amplifier le signal, réduire le bruit d'amplitude et parfois la gigue temporelle et ainsi permettre de réaliser des transmissions quasi-infinies.

Nous nous sommes ensuite intéressés aux principes même de ces fonctions. Nous avons développé le principe des portes optiques pour la conversion de longueur d'onde et la régénération. Nous avons, entre autres, expliqué les notions d'auto-modulation, cas où le signal de données se modifie lui-même grâce à la porte optique, et de modulation croisée, cas où il commande la porte pour qu'elle module un autre signal. Dans le cadre plus particulier de la régénération, nous avons ensuite présenté les étapes « 1R », « 2R » et « 3R », qui comprennent respectivement une amplification du signal, une régénération 1R et une remise en forme du signal et une régénération 2R associée à une re-synchronisation des données.

Enfin, la problématique de caractérisation des portes optiques pour la conversion de longueur d'onde mais surtout pour la régénération a été présentée.

Nous avons expliqué que le signal et l'information doivent être dégradés le moins possibles par l'introduction de la fonction optique dans la ligne de transmission. Nous avons ainsi décrit les caractéristiques requises en termes de qualité du signal mais également d'architecture du dispositif.

Le cas de la régénération optique, plus spécifique, a été plus profondément développé. Nous avons ainsi explicité la notion de fonction caractéristique du dispositif ($P_{out} = f(P_{in})$). Nous avons montré que celle-ci doit avoir une forme de « S », c'est-à-dire avec deux non-linéarités, avec des paliers les plus horizontaux possibles, et un fort contraste. Dans le cas de la régénération « 3R », la fonction caractéristique idéale a une forme dite « en marche d'escalier ». Dans le cas de la

régénération « 2R », à cause d'une possibilité d'un transfert du bruit d'amplitude vers les flancs de l'impulsion, il a été montré qu'une forme moins abrupte de fonction caractéristique était préférable.

Nous avons également étudié quelle forme de fonction de transmission correspond à une fonction caractéristique en « S », pour les cas de modulation croisée et d'auto-modulation. Dans le premier cas, il s'agit également d'une forme en « S ». Dans le second cas, la fonction de transmission doit avoir des extrémités, correspondant à la transmission des niveaux maximum et minimum des symboles '1' et '0' respectivement, de pentes négatives. Nous avons vu que ceci est très difficile à obtenir en pratique avec un seul composant et qu'ainsi, les portes optiques non-linéaires en auto-modulation ne réalisent qu'une régénération partielle, c'est-à-dire que sur un type de symboles, et doivent donc être envisagées par paire.

Pour finir, nous avons expliqué en quoi une étude en configuration « système » et plus particulièrement en boucle à recirculation est obligatoire pour juger correctement des capacités régénératives d'une porte optique non-linéaire. Nous avons en effet présenté différents effets qui peuvent diminuer le taux d'erreur binaire sans pour autant être de la régénération rendant ainsi la caractérisation des portes optiques pour la régénération très spécifique.

Pour achever cette présentation de la conversion de longueur d'onde et de la régénération, nous avons réalisé, dans le chapitre 3, un état de l'art sur les techniques de conversion de longueur d'onde et de régénération tout-optique. Nous y décrivons les techniques à base d'amplificateurs à semi-conducteurs, de composants en semi-conducteurs à structures quantiques ainsi qu'à base de fibre. Nous avons traité les techniques à base de modulation croisée, d'auto-modulation, utilisées seules ou associées à du filtrage ou de l'interférométrie.

Nous avons expliqué que les effets non-linéaires dans la fibre sont quasi-instantanés ce qui rend les dispositifs à fibre très attractifs pour les très hauts débits d'information. Cependant, malgré l'essor des fibres spéciales, ils sont encore trop peu compacts et requièrent des puissances trop élevées. Les composants en semi-conducteurs sont, quant à eux, très compacts et fonctionnent à de faibles courants et puissances optiques. Cependant, leurs temps de réponse sont encore bien plus lents que ceux des processus non-linéaires de la fibre. Les structures quantiques permettent d'améliorer ce facteur mais les composants créés (Modulateurs à électro-absorption et absorbants saturables) présentent d'autres inconvénients. Ainsi, les amplificateurs optiques à semi-conducteurs sont les composants qui ont été et sont encore les plus étudiés et utilisés même si leurs temps de récupération du gain limite l'accès aux hauts débits, les composants à structures quantiques n'étant pas encore matures.

Nous avons donc, dans ce dernier chapitre, listé les différentes et nombreuses techniques à base de SOA, de MEA, d'absorbants saturables ou de fibres. Nous en avons également montré les avantages et inconvénients et présenté les différentes performances qu'elles ont permis d'obtenir. Nous avons également décrit des procédés plus atypiques mais prometteurs.

Bibliographie de la partie I

-
- [1] : I. Kaminov, T. Li, « Optical Fiber Telecommunications IV B, Systems and impairments », Academic press, 2002.
- [2] : G. P. Agrawal, « Fiber-Optic Communication Systems », 3rd edition, Wiley-Interscience, 2002.
- [3] : S. Bigo, G. Charlet, E. Corbel, « What has hybrid phase/intensity encoding brought to 40 Gbit/s ultralong-haul systems ? », *European Conference on Optical Communication (ECOC'04)*, TH2.5.1, Stockholm (Suède), September 2004.
- [4] : B. Zhu, L. Leng, L. E. Nielsen, L. Gruner-Nielsen, Y. Quian, J. Bromage, S. Stulz, S. Kado, Y. Emori, S. Namiki, P. Gaarde, A. Judy, B. Palsdottir, R.L. Lingle, « 3.2 Tb/s (80×42.7 Gb/s) transmission over 20×100 km of non-zero dispersion fiber with simultaneous C + L-band dispersion compensation », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit (OFC'02)*, FC8-1-FC8-3, Anaheim Californie (USA), March 2002.
- [5] : A. H. Gnauck, P. J. Winzer, « Optical Phase Shift Keyed Transmission », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 23, N° 1, pp. 115-130, January 2005.
- [6] : G. Charlet, P. Tran, H. Maroyan, M. Lefrançois, T. Fauconnier, S. Bigo, « 151×43 Gbit/s transmission over 4080 km based on return-to-zero-Differential quadrature phase-shift keying », *European Conference on Optical Communication (ECOC'05)*, PD 1.3, Glasgow (Ecosse), September 2005.
- [7] : A. Agarwal, S. Chandrasekhar, R. J. Essiambre, « VSB CRSZ for spectrally efficient optically routed networks », *European Conference on Optical Communication (ECOC'04)*, PD 1.3, Stockholm (Suède), September 2004.
- [8] : E. Pincemin, A. Tan, A. Bezar, A. Tonello, S. Wabnitz, J. D. Ania-Castañón, V. Mezentsev, « CSRZ-ASK and DPSK 40 Gb/s All-Raman WDM Transmission Based on UltraWave™ Fiber », *Laser and Electro-Optics Society (LEOS'06)*, ThH3, Montreal (Canada), October-November 2006.
- [9] : H. Sunnerud, M. Karlsson, P. A. Andrekson, « A comparison between NRZ and RZ data formats with respect to PMD-induced system degradation », *Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, N° 5, pp. 448-450, May 2001.
- [10] : L. F. Mollenauer, R. H. Stolen, J. P. Gordon, « Experimental observation of picosecond pulse narrowing and solitons in optical fibres », *Physical Review Letters*, Vol. 45, p. 1095, 1980.
- [11] : D. Breuer, K. Petermann, « Comparison of NRZ- and RZ-modulation format for 40-Gb/s TDM standard-fiber systems », *Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, N° 3, pp. 398-400, March 1997.

- [12] : R. Ludwig, U. Feiste, E. Dietrich, H. G. Weber, D. Breuer, M. Martin, F. Kuppers, « Experimental comparison of 40 Gbit/s RZ and NRZ transmission over standard singlemode fibre », *Electron. Lett.*, Vol. 35, N° 25, pp. 2216-2218, December 1999.
- [13] : K. Inada, « A new graphical method relating to optical fiber attenuation », *Optics Comm.*, Vol. 19, N° 3, pp. 437-439, December 1976.
- [14] : F. Segueineau, « Etude de dispositifs de régénération tout-optique du signal à ultra haut débit (40 Gbit/s) pour des applications de transmission par fibre optique », *Thèse de doctorat de l'université de Nice-Sophia Antipolis*, Alcatel, Marcoussis, 2005.
- [15] : C. D. Poole, J. H. Winters, J. A. Nagel, « Dynamical equation for polarization dispersion », *Optics Lett.*, Vol. 16, N° 6, pp. 372-374, March 1991.
- [16] : J. P. Gordon, H. A. Haus, « Random walk of coherently amplified solitons in optical fiber transmission », *Optics Lett.*, Vol. 11, N° 10, 1986.
- [17] : D. Sandel, F. Wüst, V. Mirvoda, R. Noé, « PMD compensation in a 2×40 Gbits/s, 212 km, CS-RZ polarization multiplexed transmission experiment », *European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Amsterdam (Pays-Bas), September 2001.
- [18] : P. Williams, « PMD measurement techniques and how to avoid the pitfalls », *J. Opt. Fiber Commun. Rep.*, Vol. 1, pp. 84-105, 2004.
- [19] : G. P. Agrawal, « Nonlinear Fiber Optics », 2nd Edition, Optics and Photonics, Academic Press, 1995.
- [20] : R. H. Stolen, C. Lin, « Self-phase-modulation in silica optical fibers », *Phys. Review A*, Vol. 17, N° 4, pp. 1448-1453, April 1978.
- [21] : R. A. Fisher, W. K. Bischel, « Numerical studies of the interplay between self-phase modulation and dispersion for intense plane-wave laser pulses », *J. Appl. Phys.*, Vol. 46, N° 11, pp. 4921-4934, November 1975.
- [22] : J. R. Taylor, « Optical Solitons- Theory and experiment », Cambridge studies in Modern Optics : 10, Cambridge University Press, 1992.
- [23] : P. V. Mamyshev, N. A. Mamysheva, « Pulse-overlapping distortion-managed data transmission and intra-channel four wave mixing », *Optics Lett.*, Vol. 24, N° 21, 1999.
- [24] : K. Inoue, « Phase mismatching characteristic of four-wave mixing in fiber lines with multistage optical amplifiers », *Optics Lett.*, Vol. 17, N° 11, pp. 801-803, June 1992.
- [25] : K. Inoue, « Experimental Study of Channel Crosstalk due to Fiber Four-Wave Mixing Around the Zero-Dispersion Wavelength », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, N° 6, pp. 1023-1028, June 1994.
- [26] : S. Song, J. Livas, « Four-Wave Mixing induced Q-Factor variations in WDM systems », *Conference on Laser and Electro-Optics (CLEO'00)*, CWK69, pp. 341-342, Nice (France), May 2000.
- [27] : M. W. Maeda, W. B. Sessa, W. I. Way, A. Yi-Yan, L. Curtis, R. Spicer, R. I. Laming, « The Effect of Four-Wave Mixing in Fibers on Optical Frequency-Division Multiplexed Systems », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, N° 9, pp. 1402-1408, September 1990.
- [28] : K. Inoue, « Arrangement of Orthogonal Polarized Signals for Suppressing Fiber Four-Wave Mixing in Optical Multichannel Transmission Systems », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 3, N° 6, pp. 560-563, June 1991.

- [29] : C. J. Mahon, L. Olofsson, E. Bodtker, G. Jacobsen, « Polarization Allocation Schemes for Minimizing Four-Wave Mixing Crosstalk in Wavelength Division Multiplexed Optical Communication System », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 8, N° 4, pp. 575-577, April 1997.
- [30] : F. Forghieri, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, « WDM systems with unequally spaced channels », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, N°5, May 1995.
- [31] : I. M. Joindot et douze co-auteurs, « Les Télécommunications par fibres optiques », Dunod, 1996.
- [32] : A. Einstein, « On the quantum theory of radiation », *Physikalische Zeitschrift*, Vol. 18, pp. 121-128, 1917.
- [33] : I. Kaminov, T. Koch, « Optical Fiber Communications III-B », Academic Press, 1997.
- [34] : H. T. Friis, « Noise Figure of radio receivers », *Proc. IRE*, Vol. 32, pp. 419-422, 1944.
- [35] : I. Kaminov, T. Koch, « Optical Fiber Communications III-A », Academic Press, 1997.
- [36] : N. S. Bergano, F. W. Kerfoot, C. R. Davidson, « Margin measurement in optical amplifier system », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 5, N°3, pp. 304, 1991.
- [37] : S. D. Personick, « Receiver design for digital fiber-optic communications systems, I and II », *Bell Systems Technology Journal*, Vol. 52, N° 6, pp. 843-886, 1973.
- [38] : H. Takara, S. Kawanishi, M. Saruwatari, « Optical signal eye diagram measurement with subpicosecond resolution using optical sampling », *Electron. Lett.*, Vol. 32, N° 15, pp. 1399-1400, July 1996.
- [39] : Jie Li, J. Hansryd, P. O. Hedekvist, P.A. Andrekson, S.N. Knudsen, « 300-Gb/s eye-diagram measurement by optical sampling using fiber-based parametric amplification », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, N° 9, pp. 987-989, September 2001.
- [40] : H. Takara, S. Kawanishi, A. Yokoo, S. Tomaru, T. Kitoh, M. Saruwatari, « 100 Gbit/s optical signal eye-diagram measurement with optical sampling using organic nonlinear optical crystal », *Electron. Lett.*, Vol. 32, N°24, pp. 2256-2258, November 1996.
- [41] : H. Ohta, N. Banjo, N. Yamada, S. Nogiwa, Y. Yanagisawa, « Measuring eye diagram of 320 Gbit/s optical signal by optical sampling using passively modelocked fibre laser », *Electron. Lett.*, Vol. 37, N°25, pp. 1541-1542, December 2001.
- [42] : A. Gravier, M. Joindot, « Communications numériques, introduction », Masson, 1996.
- [43] : O. Ait Sab, V. Lemaire, « Block turbo code performances for long-haul DWDM optical transmission systems », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit (OFC'00)*, Vol. 3, pp. 280-283, Baltimore Maryland (USA), March 2000.
- [44] : G. Jacobsen, L. Gillner, O. Fransson, « On the use of OSNR for BER monitoring in WDM systems and optical networks », *J. Opt. Commun.*, Vol. 21, N° 1, pp. 20-23, 2000.
- [45] : T. Yasui, R. Taakahashi and H. Susuki, « Ultrafast all-optical pattern matching using differential spin excitation », *Proc. of European Conference on Optical Communication (ECOC'03)*, Rimini (Italie), September 2003.
- [46] : G. Theophilopoulos, K. Yiannopoulos, M. Kalyvas, C. Bintjas, G. Kalogerakis, H. Avramopoulos, L. Occhi, L. Schares, G. Guekos, S. Hansmann, R. Dall'Ara, « 40 GHz all-optical XOR with UNI gate », *Proc. of Optical Fiber Communication conference (OFC'01)*, MB2, Anaheim (USA), March 2001.

- [47] : R.J. Manning and A.J. Poustie, « 40 GHz all-optical shift register with semiconductor optical amplifiers for switching and feedback », *Proc. of Optical Fiber Communication conference (OFC'01)*, MB3, Anaheim (USA), March 2001.
- [48] : J. P. Sokoloff, P. R. Prucnal, I. Glesk, M. Kane, « A terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD) », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 5, N° 7, pp. 787-790, July 1993.
- [49] : B. Ramamurthy, B. Mukherjee, « Wavelength Conversion in WDM Networking », *IEEE J. on Select. Areas in Comm.*, Vol. 16, N°7, pp. 1061-1073, September 1998.
- [50] : M. Asghari, I. H. White, R. V. Penty, « Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, N°7, pp. 1181-1190, July 1997.
- [51] : B. Mukherjee, *Optical Communication Networks*. New York: McGraw-Hill, 1997.
- [52] : S. J. B. Yoo, « Wavelength Conversion Technologies for WDM Network Applications », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, N°6, pp. 955-966, June 1996.
- [53] : T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, K. E. Stubkjaer, « All-optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, pp. 942-954, June 1996.
- [54] : R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, « Routing and wavelength assignment in all-optical networks », *IEEE/ACM Trans. Networking*, p. 489, 1995.
- [55] : K. C. Lee, V. O. K. Le, « A wavelength-convertible optical network », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 11, p. 962, 1993.
- [56] : J. C. Simon, L. Billès, A. Duplas, B. Kowalski, M. Henry, B. Landousies, « All optical regeneration », *24th European Conference on Optical Communications (ECOC'98)*, Vol. 1, pp. 467-469, Madrid (Espagne), September 1998.
- [57] : W. Kuebart, B. Lavigne, M. Witte, G. Veith, O. Leclerc, « 40 Gbit/s transmission over 80 000 km dispersion shifted fiber using opto-electronic-3R regeneration », *European Conference on Optical Communication (ECOC'03)*, Mo.4.3.1., Rimini (Italie), 2003.
- [58] : T. Sakamoto and K. Kikuchi, « Analyses of all-optical regenerated transmission system using nonlinear interferometric switch », *Photonics Technology Letters*, Vol. 13, N° 9, 2001
- [59] : J. Leuthold, R. Hess, J. Eckner, P. A. Besse, and H. Melchior, « Spatial mode filters realized with multimode interference couplers », *Optics Lett.*, Vol. 21, N° 11, June 1996.
- [60] : D. Wolfson, T. Fjelde, A. Kloch, C. Janz, F. Poingt, I. Guillemot, F. Gaborit, and M. Renaud, « Detailed experimental investigation of an allactive Dual-Order Mode Mach-Zehnder wavelength converter », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit (OFC'00)*, paper TuF3, pp. 72-74, Baltimore (USA), March 2000.
- [61] : J. C. Simon, « All optical regeneration », *J. Phys. IV France*, Vol. 12, Pr5, pp. 93-98, 2002.
- [62] : J. Chang, Q. P. Wang, X. Zhang, Z. Liu, and G. D. Peng, « S-band optical amplification by an internally generated pump in thulium ytterbium codoped fiber », *Optics Express*, Vol. 13, N° 11, pp. 3902-3912, May 2005.
- [63] : R.J.W.Jonker, R.C.Schimmel and H. de Waardt, « Experimental assessment of a Praseodymium Doped Fiber Amplifier (PDFA) for amplifier applications in the second telecommunication window », *IEEE-LEOS Benelux Chapter*, s01p137, Mons, Belgium, Mars 2003.

- [64] : R. I. Laming, A. H. Gnauck, C. R. Giles, M. N. Zervas, and D. N. Payne, « High sensitivity optical pre-amplifier at 10 Gbit/s employing a low noise composite E:DFB with 46 dB gain », *Optic. Amplifiers Appl. Top. Meet.*, PD 13, Washington (USA), 1992.
- [65] : M.N. Islam, « Raman amplifiers for telecommunications », *IEEE J. Select. Topics in Quantum Electron.*, Vol. 8, N° 3, pp. 548–559, 2002.
- [66] : Y.R. Shen, *The Principles of Nonlinear Optics* Wiley, 2003.
- [67] : J. C. Simon, L. Bramerie, F. Ginovart, V. Roncin, M. Gay, S. Fève, E. Le Cren, M. L. Chares, « All optical regeneration techniques », *Ann. Telecommun.*, Vol. 58, N° 11-12, pp. 1859-1875, 2003.
- [68] : T. Zami, « Optimisation des architectures de réseau optique multiplexé en longueur d'onde à base d'amplificateur semiconducteur optique », *Thèse de doctorat*, ENST Paris, 2002.
- [69] : M. Gay, « Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit », *Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, ENSSAT, Lannion, Février 2006.
- [70] : O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, F. Seguin, « Optical Regeneration at 40 Gb/s and beyond », *J. lightwave Technol.*, Vol. 21, N° 11, pp. 2779-2790, November 2003.
- [71] : C. Ware, « Récupération d'horloge par boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes dans un amplificateur optique à semi-conducteurs », *Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*, ENST, Paris, Décembre 2003.
- [72] : I. D. Phillips, A. D. Ellis, T. Widdowson, D. N. S. A. E. Kelly, et D. Trommer, « 100 Gbit/s optical clock recovery using electrical phase-locked loop consisting of commercially available components », *Electron. Lett.*, Vol. 36, N°7, pp. 650-652, March 2000.
- [73] : C. Ware, R. Gabet, D. Erasme, « Opto-electronic phase-locked loop using four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier », *Conference of laser and Electro-optics (CLEO'03)*, Munich (Allemagne), 2003.
- [74] : V. Roncin, B. Le Guyader, S. Lobo, B. Clouet and J. C. Simon, « 43 Gbit/s Bit Error Rate Assessment of a Simple All Optical Clock Recovery Scheme », *European Conference on Optical Communication (ECOC'05)*, paper Th1.3.7, Glasgow (Ecosse), September 2005.
- [75] : B. Sartorius, M. Möhrle, S. Reichenbacher, H. Preier, U. Bandelow, and H.J. Wünsche, « Dispersive self Q-switching in self-pulsating DFB lasers », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 33, pp. 211-218, 1997.
- [76] : B. Sartorius, C. Bornholdt, O. Brox, U. Feiste and M. Möhrle Heinrich, « Towards the all-optical 3R regenerator performance of the optical clock », *European Conference on Optical Communication (ECOC'99)*, paper 2083, Nice (France), September 1999.
- [77] : B. Lavigne, P. Guerber, D. Chiaroni, C. Janz, A. Jourdan, B. Sartorius, C. Bornholdt, M. Möhrle, « Test at 10 Gbit/s of an optical 3R regenerator using an integrated all-optical clock recovery », *European Conference on Optical Communication (ECOC'99)*, paper 2143, Nice (France), September 1999.
- [78] : B. Sartorius, « All-optical clock recovery for 3R optical regeneration », *Conference on Optical Fiber Communications (OFC'01)*, paper MG7-1, Anaheim (USA), 2001.

- [79] : H. Yokoyama, H. Hashimoto, H. Kurita, I. Ogura, « Two-stage all-optical subharmonic clock recovery using mode locked semiconductor laser », *Electron. Lett.*, Vol 36, pp. 1577-1578, 2000.
- [80] : Dimitris Syvridis, « All-optical regeneration », *3rd Spanish Meeting on Optoelectronics (OPTOEL'03)*, July 2003
- [81] : M. Matsuura, N. Kishi, and T. Miki, « Ultra-Wideband Wavelength Conversion over 300 nm by Cascaded SOA-Based Wavelength Converters », *Conference on Optical Fiber Communications (OFC'06)*, postdeadline paper PDP29, Anaheim (USA), 2006.
- [82] : M. Gay, L. Bramerie, J. C. Simon, V. Roncin, G. Girault, B. Clouet, S. Lobo, S. Fève, T. Chartier, M. Joindot, « 2R and 3R optical regeneration : from device to system characterization », *European Conference on Optical Communication (ECOC'06)*, invited paper Tu.1.3.1, Cannes (France), 2006.
- [83] : W. Idler, A. Klekamp, R. Dischler, J. Lazaro, A. Konczykowska, « System performance and tolerances of 43 Gbit/s ASK and DPSK modulation formats », *European Conference on Optical Communication (ECOC'03)*, paper Th.2.6.3, Rimini (Italie), September 2003.
- [84] : L. Bramerie, « Etude de la régénération optique dans les systèmes de transmission à très haut débit », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Décembre 2004.
- [85] : N.E. Dahdah, B. Charbonnier, R. Coquillé, M. Joindot, E. Pincemin, « All optical 2R regenerative wavelength converter of 40 Gbit/s RZ data using electro-absorption modulator with shifted band-pass filter », *European Conference on Optical Communication (ECOC'05)*, paper We.1.5.2, Glasgow (Ecosse), 2005.
- [86] : N.S. Bergano et C.R. Davidson, « circulating loop transmission experiment for the study of long-haul transmission systems using erbium-doped fiber amplifiers », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, N° 5, 1995.
- [87] : M. Gay, L. Bramerie, D. Massoubre, A. O'Hare, A. Shen, J. L. Oudar, J. C. Simon, « Cascadability Assessment of a 2R Regenerator Based on a Saturable Absorber and a Semiconductor Optical Amplifier in a Path Switchable Recirculating Loop », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, p. 1273, 2006.
- [88] : P. Ohlen and E. Bergling, « Noise Accumulation and BER Estimates in Concatenated Nonlinear Optoelectronic Repeaters », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, pp. 1011-1013, 1997.
- [89] : J. C. Simon, « GaInAsP semiconductor laser optical amplifiers for single-mode fiber communications », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 7, pp. 1941-1955, 1987.
- [90] : R. J. Manning, D. A. O. Davies, A. D. Ellis, D. M. Patrick, « Applications of High-Speed Non-Linearities of Semiconductor Amplifiers », *Proc. Topical Meeting Opt. Amplifiers and their Applicat. (OAA'95)*, SaC1, Davos (Suisse), pp. 226-229, June 1995.
- [91] : D. Nasset, T. Kelly, D. Marcenac, « All-Optical Wavelength Conversion Using SOA Nonlinearities », *IEEE Commun. Mag.*, pp. 56-61, December 1998.
- [92] : K. E. Stubkjaer, « Semiconductor Optical Amplifier-Based All-Optical Gates for High-Speed Optical Processing », *IEEE J. on Selec. Topics in Quantum Electron.*, vol. 6, N° 6, pp. 1428-1435, November 2000.
- [93] : N. Yan, A. Teixeira, T. Silveira, T. Koonen, I. Tafur Monroy, P. Monteiro, G. Tosi Belefli, D. Forin, « Simultaneous multi-wavelength signal conversion for transparent optical multicast », *Networks & Optical Communications NOC'05*, W3. Tue, Londres (UK), July 2005.

- [94] : C. Holtman, « Integration and applications of III-V semiconductor optical amplifiers », *European Conference on Optical Communication (ECOC'98)*, Madrid (Espagne), September 1998.
- [95] : N. Sahri, D. Prieto, S. Silvestre, D. Keller, F. Pommereau, M. Renaud, O. Rofidal, A. Dupas, F. Dorgeuille, D. Chiaroni, « A highly integrated 32-SOA gates optoelectronic module suitable for IP multi-terabit optical packet routers », *Optical Fiber Communication Conference (OFC'01)*, Postdeadline PD32-1, Anaheim (USA), March 2001.
- [96] : P. Doussi re, P. Garabedian, C. Graver, D. Bonnerie, T. Fillion, E. Derouin, M. Monnot, J. G. Provost, D. Leclerc, M. Klenk, « 1.55 μm Polarisation Independent Semiconductor Optical Amplifier with 25 dB Fiber to Fiber Gain », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, N  2, pp. 170-172, February 1994.
- [97] : M. Matsuura, N. Kishi, T. Miki, « Ultra-Wideband Wavelength Conversion over 300 nm by Cascaded SOA-Based Wavelength Converters », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit (OFC'06)*, Postdeadline PDP29, Baltimore Maryland (USA), March 2000.
- [98] : J. C. Simon, L. Lablonde, I. Valiente, L. Billes, P. Lamouler, « Two-stage wavelength converter with improved extinction ratio », *Optical Fiber Communication Conference (OFC'95)*, PD15-2, San Jose (USA), 1995.
- [99] : V. Roncin, « Contribution à l'étude de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la régénération des signaux de télécommunications à très haut débit », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Avril 2004.
- [100] : Y. Mao, Z. G. Lu, J. Chrostowski, J. Hong, R. Misner, « Three-stage wavelength converter based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers », *Optics Comm.*, Vol. 167, pp.57-66, 1999.
- [101] : P. B. Hansen, J. M. Wiesenfeld, G. Eisenstein, R. S. Tucker, G. Raybon, « Repetition-Rate Dependence of Gain Compression in InGaAsP Optical Amplifiers Using Picosecond Optical Pulses », *J. Quantum Electron.*, Vol. 25, N 12, pp. 2611-2620, December 1989.
- [102] : I. Valiente, J. C. Simon, M. Le Ligne, « Theoretical Analysis of Optical Amplifier Wavelength Shifter », *Electron. Lett.*, Vol. 29, pp. 502-503, 1993.
- [103] : C. Bornholdt, J. Slovak and B. Sartorius, « Semiconductor-based all-optical 3R regenerator demonstrated at 40 Gbit/s », *Electron. Lett.*, Vol. 40, N  3, February 2004.
- [104] : R. J. Manning, X. Yang, R. P. Webb, R. Giller, F. C. Garcia Gunning, A. D. Ellis, « The 'Turbo-Switch'-a Novel Technique to Increase the High-speed Response of SOAs for Wavelength Conversion », *Optical Fiber Communication Conference (OFC'06)*, paper OWS8, Anaheim (USA), March 2006.
- [105] : H. Soto, D. Erasme and G. Guekos. « Cross polarization modulation in semiconductor optical amplifiers », *IEEE Photon. Tech. Lett.*, Vol.11, pp. 970-972, 1999.
- [106] : R. J. Manning, A. Antonopoulos, R. Le Roux, A. E. Kelly, « Experimental measurement of nonlinear polarisation rotation in semiconductor optical amplifiers », *Electron Letters.*, Vol. 37, pp. 229-231, February 2001.
- [107] : B. Kennedy, « A Study of the Origin and Applications of Nonlinear Polarization Rotation in Semiconductor Optical Amplifiers », *Thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of doctor of philosophy*, School of Electronic Engineering Faculty of Engineering and Computing, Dublin City University, Dublin (Irlande), December 2005.

- [108] : J. D. Topomondo, « Etude des effets de biréfringence induite dans les amplificateurs optiques à semi-conducteurs. Applications dans les systèmes de communications optiques », *Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*, ENST, Paris, Février 2004.
- [109] : H. Soto, C. A. Diaz, J. Topomondo, D. Erasme, L. Schares, G. Guekos, « All-Optical AND Gate Implementation Using Cross-Polarization Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, N° 4, pp. 498-500, April 2002.
- [110] : H. Soto, D. Erasme, G. Guekos, « 5-Gb/s XOR Optical Gate Based on Cross-Polarization Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, pp. 335-337, April 2001.
- [111] : D. M. Patrick, A. D. Ellis, D. A. O Davies, M. C. Tatham and G. Sherlock, « Demultiplexing using polarization rotation in a semiconductor laser amplifier », *Electron. Lett.*, Vol. 30, N° 4, pp.341–342, 1994.
- [112] : H. J. Lee, M. Sohn, K. Kim, and H. G. Kim, « Wavelength dependent performance of a wavelength converter based on cross-gain modulation and birefringence of a semiconductor optical amplifier », *IEEE Photonics Tech. Letters*, Vol. 11, N° 2, pp.185–187, 1999.
- [113] : H. Soto, J. C. Dominguez, D. Erasme and G. Guekos, « Demonstration of an all-optical switch using cross polarization modulation in semiconductor optical amplifiers », *Microw. and Optic. Tech. Letters*, Vol. 29, N° 3, pp.205–209, 2001.
- [114] : M. F. C. Stephens, M. Asghari, R. V. Penty, I. H. White, « Demonstration of Ultrafast All-Optical Wavelength Conversions Utilizing Birefringence in Semiconductor Optical Amplifiers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol 9, N° 4, pp. 449-451, April 1997.
- [115] : Y. Liu, M. T. Hill, E. Tangdionga, H. de Waardt, N. Calabretta, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « Wavelength Conversion Using Nonlinear Polarization Rotation in a Single Semiconductor Optical Amplifier », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, N° 1, pp. 90-92, January 2003.
- [116] : M. Zhao, J. De Merlier, G. Morthier, « Dynamic Birefringence of the Linear Optical Amplifier and Application in Optical Regeneration », *J. Quantum Electron.*, Vol. 8, N° 6, pp. 1399-1403, November-December 2002.
- [117] : C. H. Henry, « Theory of Linewidth of Semiconductor Lasers », *J. Quantum Electron.*, Vol. QE-18, N° 2, pp. 259-264, February 1982.
- [118] : A. D. Ellis, A. E. Kelly, D. Nasset, D. Pitcher, D. G. Moodie, R. Kashyap, « Error free 100 Gbit/s wavelength conversion using grating assisted cross-gain modulation in 2mm long semiconductor amplifier », *Electron. Lett.*, Vol. 34, N° 20, pp. 1958-1959, October 1998.
- [119] : P. Cho, D. Mahgerefteh, J. Goldhar, G. L. Burdge, « RZ Wavelength Conversions with Reduced Power Penalty Using a Semiconductor-Optical-Amplifier/Fiber-Grating Hybrid Device », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, N° 1, pp. 66-68, January 1998.
- [120] : M. L. Nielsen, « Polarity-preserving SOA-based wavelength conversion at 40 Gbit/s using bandpass filter », *Electron. Lett.*, Vol. 39, N° 18, September 2003.
- [121] : Y. Liu, E. Tangdionga, Z. Li, H. de Waardt, A. M. J. Koonen, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, X. Shu, I. Bennion, « Error-free 320 Gb/s SOA-based Wavelength Conversion using Optical Filtering », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit (OFC'05)*, Postdeadline paper PDP28, Anaheim (USA), March 2005.
- [122] : L. Bramerie, A. Clarke, G. Girault, S. Lobo, M. Gay, C. Guignard, V. Roncin, B. Kennedy, P.J. Maguire, S. Fève, B. Clouet, F. Ginovart, L.P. Barry, J-C. Simon, A. Prince,

- « Investigation of SOA-Based Wavelength Conversion at 80 Gb/s Using Bandpass Filtering », *Conference on Lasers and Electro-Optics / Quantum Electronics and Laser Science Conference (CLEO/QELS'06)*, oral communication CMT7, Long Beach (USA), May 2006.
- [123] : J. Leuthold, D. M. Marom, S. Cabot, J. J. Jaques, R. Ryf, and C. R. Giles, « All-Optical Wavelength Conversion Using a Pulse Reformatting Optical Filter », *J. Lightwave Technology*, Vol. 22, N° 1, pp.186-192, January 2004.
- [124] : H. Chayet, S. Ben Ezra, N. Shachar, S. Tzadok, and S. Tsadka, J. Leuthold, « Regenerative all-optical wavelength converter based on semiconductor optical amplifier and sharp frequency response filter », *Optical Fiber Conference and Exhibit (OFC'04)*, paper ThS2, Anaheim (USA), 2004.
- [125] : J. Leuthold, R. Ryf, D. N. Maywar, S. Cabot, J. Jaques, S. S. Patel, « Nonblocking All-Optical Cross Connect Based on Regenerative All-Optical Wavelength Converter in a Transparent Demonstration Over 42 Nodes and 16800 km », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, N° 11, pp. 2863-2870; November 2003
- [126] : A. M. Clarke, G. Girault, P. Anandarajah, C. Guignard, L. Bramerie, L. P. Barry, J. C. Simon and J. Harvey, « FROG Characterisation of SOA-based Wavelength Conversion using XPM in Conjunction with Shifted Filtering up to Line Rates of 80 GHz », *Conference of Laser and Electro-Optics Society*, oral MP 2, Montreal, Canada, November 2006.
- [127] : G. Girault, A. M. Clarke, C. Guignard, P. Anandarajah, L. Bramerie, D. Reid, L. P. Barry, J. C. Simon, J. Harvey, « Performance Analysis of a simple SOA Wavelength Converter based on XPM and Shifted Filtering up to 80 Gbit/s », *submission to J. Lightwave Technol.*, April 2007.
- [128] : B. Dagens, A. Labrousse, R. Brenot, B. Lavigne, M. Renaud, « SOA-based Devices for All-Optical Signal Processing », *Conference of Optical Communications (OFC'03)*, ThX1 (Invited paper), Vol. 2, pp. 582-583, March 2003.
- [129] : J. M. H. Elmirghani, H. T. Mouftah, « All-Optical Wavelength Conversions: Technologies and Applications in DWDM Networks », *IEEE Comm. Magazine, WDM Optical Networks: A Reality Check*, pp. 86-92, March 2000.
- [130] : Y. Ueno, S. Nakamura, J. Sasaki, T. Shimoda, A. Furukawa, T. Tamanuki, T. Sasaki, and K. Tajima, « Ultrahigh-speed all-optical data regeneration and wavelength conversion for OTDM systems », *European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Th.F.2.1, Amsterdam (Pays Bas), September 2001.
- [131] : B. Lavigne, P. Guerber, P. Brindel, E. Balmefrezol, and B. Dagens, « Cascade of 100 optical 3R regenerators at 40Gbit/s Based on all-active Mach Zehnder interferometers, *Proc. European Conference of Optical Communications (ECOC'2001)*, paper We.F.2.6, Vol. 3, p. 290, Amsterdam (Pays Bas), September 2001.
- [132] : O. Leclerc, P. Brindel, D. Rouvillain, B. Dany, R. Brenot, A. Labrousse, A. Coquelin, B. Dagens, « Regenerated 40 Gbit/s long-haul transmission using all-optical SOA-MZI as loss-free synchronous modulation », *Optical Fiber Communication (OFC'01)*, paper WF6, Anaheim (USA), 2001.
- [133] : Z. Zhu, *et al.*, « 10,000-hop cascaded in-line all-optical 3R regeneration to achieve 1,250,000-km 10-Gb/s transmission », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, N° 5, pp. 718-720, March 2006.
- [134] : F. Ratovelomanana, N. Vojdani, A. Enard, G. Glastre, D. Rondi, R. Blondeau, C. Joergensen, T. Durhuus, B. Mikkelsen, K. E. Stubkjaer, A. Jourdan, and G. Soulage, « An

- all-optical wavelength-converter with semiconductor optical amplifiers monolithically integrated in a asymmetric passive Mach-Zehnder interferometer, » *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 7, pp. 992-994, September 1995.
- [135] : B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, B. Dagens, L. Pierre, P. Pecci, R. Brenot, O. Leclerc, « Operation margins of 40 Gbit/s SOA-MZI used in differential scheme for optical 3R regeneration », *European Conference of Optical Communications (ECOC'2002)*, We 7.3.5, Copenhagen (Denemark), September 2002.
- [136] : H. S. Chung et al., « All-optical multi-wavelength conversion of 10 Gbit/s NRZ/RZ signals based on SOA-MZI for WDM multicasting », *Electron. Lett.*, Vol. 41, N° 7, March 2005.
- [137] : P. Guerber, « Etude sur la réalisation d'un dispositif de régénération tout-optique à haut débit », *Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*, ENST, Paris, 2002.
- [138] : A. Labrousse, « Conception et caractérisation d'interféromètres de Mach-Zehnder à base d'amplificateurs optiques à semiconducteurs pour la régénération 3R tout-optique à haut débit (40 Gbps) », *Thèse de doctorat de l'Université de Rouen*, Alcatel CIT, Marcoussis, Janvier 2003.
- [139] : B. Lavigne, P. Guerber, C. Janz, A. Jourdan, and M. Renaud, « Full validation of an optical 3R regenerator at 20 Gbit/s », *Proc. Conference of Optical Communications (OFC'2000)*, Vol. 4, Washington (USA), paper ThF7, p. 93, March 2000.
- [140] : M. Funabashi, Z. Zhu, Z. Pan, B. Xiang, S. J. B. Yoo, D. L. Harris, and L. Paraschis, « First field demonstration of 1000-hop cascaded all-optical 3R regeneration in 10 Gb/s NRZ transmission », in *Technical Digest of IEEE/OSA Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO'06)*, post-deadline paper CPDB7, Long Beach, California, May 2006.
- [141] : V. Lal, M. L. Masanovic, E. J. Skogen, J. W. Raring, J. A. Summers, L. A. Coldren, D. J. Blumenthal, « Quantum-Well-Intermixed Monolithically Integrated Widely Tunable All-Optical Wavelength Converter Operating at 10 Gb/s », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, N° 8, pp. 1689-1691, August 2005.
- [142] : B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, B. Dagens, R. Brenot, L. Pierre, J.L. Moncelet, D. de la Grandiere, J-C. Remy, J-C. Bouley, B. Thedrez, O. Leclerc, « Low input power all-optical 3R regenerator based on SOA devices for 42.66 Gbit/s ULH WDM RZ transmissions with 23 dB span loss and EDFA amplification », *Optical Fiber Communication (OFC'04)*, paper PD 15, Vol. 3, pp. 1-3, Anaheim (USA), 2004.
- [143] : R. McDougall, G. Maxwell, R. Harmon, A. Poustie, L. Rivers, and P. Townley, « 40Gb/s hybrid integrated all-optical SOA-MZI regenerator incorporating separately optimised SOAs, on-chip time delays and WDM combiners », *European Conference on Optical Communication (ECOC'06)*, Th3.4.6., Cannes (France), September 2006.
- [144] : K. Yoshioka, K. Miyazaki, K. Utaka, K. Uchida, A. Matsumoto, « Michelson Interferometer-Type Wavelength Converter Integrated with Multimode Interference Coupler; Fundamental Characteristics », *Jpn. J. of Appl. Phys.*, Vol. 43, N° 6A, pp. 3424-3428, June 2004.
- [145] : K. S. Jepsen et al., « 20 Gbit/s optical 3R regeneration using polarization-independent monolithically integrated Michelson interferometer », *Electron. Lett.*, Vol. 34, N° 5, pp. 472-474, 1998.
- [146] : J. Leuthold, B. Mikkelsen, G. Raybon, C. H. Joyner, J. L. Pleumeekers, B. I. Miller, K. Dreyer, R. Behringer, « All-optical wavelength conversion between 10 and 100 Gb/s with

- SOA delayed-interference configuration », *Optical and Quantum Electronics*, Vol. 33, pp.939-952, July 2001.
- [147] : J. Leuthold, C. H. Joyner, B. Mikkelsen, G. Raybon, J. L. Pleumeekers, B. I. Miller, K. Dreyer, C. A. Burrus, « 100 Gbit/s all-optical wavelength conversion with integrated SOA delayed-interference configuration », *Electron. Lett.*, Vol. 36, N°13, pp.1129-1130, June 2000.
- [148] : J. Leuthold, L. Moller, J. Jaques, S. Cabot, L. Zhang, P. Bernasconi, M. Cappuzzo, L. Gomez, E. Laskowski, E. Chen, A. Wong-Foy, A. Griffin, « 160 Gbit/s SOA all-optical wavelength converter and assessment of its regenerative properties », *Electron. Lett.*, Vol. 40, N° 9, pp. 554-555, April 2004.
- [149] : J. Leuthold, G. Raybon, Y. Su, R. Essiambre, S. Cabot, J. Jaques, M. Kauer, « 40 Gb/s Transmission and Cascaded All-Optical Wavelength Conversion over One Million Kilometers », *Electron. Lett.*, Vol. 38, N° 16, pp. 890-892; August 2002
- [150] : I. D. Phillips, A. D. Ellis, H. J. Thiele, R. J. Manning, and A. E. Kelly, « 40 Gbit/s all optical regeneration and demultiplexing using semiconductor non-linear interferometer », *Electron. Lett.*, Vol. 34, N° 24, pp. 2340- 2342, 1998.
- [151] : H. J. Thiele, A. D. Ellis, I. D. Phillips, « Recirculating loop demonstration of 40 Gbit/s all-optical 3R data regeneration using a semiconductor nonlinear interferometer », *Electron. Lett.*, Vol. 35, N°3, pp.230-231, February 1999.
- [152] : Y. Liu, E. Tangdiongga, Z. Li, S. Zhang, H. de Waardt, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « Error-Free All-Optical Wavelength Conversions at 160 Gb/s Using a Semiconductor Optical Amplifier and an Optical Bandpass Filter », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, N° 1, pp. 230-235, January 2006.
- [153] : J. P. Turkiewicz, G. D. Khoe, H de Waardt, « All-optical 1310 to 1550 nm wavelength conversion by utilising nonlinear polarisation rotation in semiconductor optical amplifier », *Electron. Lett.*, Vol. 41, N° 1, pp. 29- 30, January 2005.
- [154] : M. G. Kane, I. Glesk, J. P. Sokoloff, and P. R. Prucnal, « Asymmetric optical loop mirror : analysis of an all-optical switch », *Applied Optics*, Vol. 33, N° 29, pp. 6833-6842, October 1994.
- [155] : M. Eiselt, W. Pieper, and H. G. Weber, « SLALOM : Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol.13, N° 10, pp. 2099-2112, 1995.
- [156] : B. Lavigne, D. Chiaroni, L. Hamon, C. Janz, A. Jourdan, « Experimental analysis of SOA based 2R and 3R optical regeneration for future WDM networks », *Optical Fiber Communication (OFC'98)*, pp.324-325, San Jose (USA), 1998.
- [157] : J. P. Sokoloff, P. R. Prucnal, I. Glesk, M. Kane, « A Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer (TOAD) », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 5, N° 7, pp. 787-790, 1993.
- [158] : J. M. Tang, P. S. Spencer, K. A. Shore, « Analysis of operating characteristics of TOADs using gain saturation and nonlinear gain in SOAs », *IEE Proc. Optoelectron.*, Vol. 145, N° 1, pp. 83-87, February 1998.
- [159] : I. D. Phillips, A. Gloag, P. N. Kean, N. J. Doran, I. Bennion, « Simultaneous demultiplexing, data regeneration, and clock recovery with a single semiconductor optical amplifier-based nonlinear-optical loop mirror », *Optics. Lett.*, Vol. 22, N°17, pp.1326-1328, September 1997.

- [160] : G. Gavioli, *et al.*, « Investigation of transmission with cascaded all-optical 3R regenerators and variable inter-regenerator spacing », *Electron. Lett.*, vol. 41, N° 3, pp. 146-148, 2005.
- [161] : L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, V. Roncin, S. Feve, J. C. Simon, « Performance of a polarization insensitive 3R optical regenerator based on a new SOA-NOLM architecture », *European Conference on Optical Communication (ECOC'04)*, session We2.5 « Optical regeneration », paper We2.5.2, proceedings Vol. 3, pp. 378-379, Stockholm (Suède), 2004.
- [162] : Y. Shibata, N. Kikuchi, S. Oku, I. Ito, H. Okamoto, Y. Kawaguchi, Y. Kondo, Y. Suzuki, Y. Tohmori, « Filter-free all-optical wavelength conversion using Sagnac interferometer integrated with parallel-amplifier structure (SIPAS) », *Electron. Lett.*, Vol. 38, N° 21, pp. 1273-1275, October 2002.
- [163] : Y. Shibata, N. Kikuchi, S. Oku, H. O. T. Ito, Y. Kawaguchi, Y. Kondo, Y. Suzuki, Y. Tohmori, « Single-stage all optical 3R at 40G b/s retaining input wavelength using sagnac interferometer integrated with parallel-amplifier structure (SIPAS) », *European Conference on Optical Communication (ECOC'02)*, We 7.3.7, Copenhagen (Danemark), 2002.
- [164] : J. D. Merlier, G. Morthier, S. Verstuyft, T. V. Caenegem, I. Moerman, P. V. Daele, R. Baets, « Experimental Demonstration of All-Optical Regeneration Using an MMI-SOA », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, N° 5, pp. 660-662, May 2002.
- [165] : M. Nielsen, J. Merlier, G. Morthier, R. Baets, « Experimental demonstration of all-optical 2R Regeneration at 10 Gb/s in a novel MMI-SOA based device », *Optical Fiber Communication (OFC'02)*, Anaheim (USA), March 2002.
- [166] : M. Usami, K. Nishimura, « Optical nonlinearities in semiconductor optical amplifier and electro-absorption modulator: their applications to all-optical regeneration », *J. of Optical and Fiber Communications Reports*, Vol. 2, N° 6, pp. 497-529, December 2005.
- [167] : K. Nishimura, R. Inohara, M. Tsurukawa, M. Usami, « Patterning effect at 40Gbit/s of wavelength converter utilizing cross-phase modulation in InGaAsP/InP electroabsorption modulator », *Optical Fiber Communication Conference (OFC'03)*, Anaheim (USA), March 2003.
- [168] : K. K. Chow, C. Shu, « All-optical signal regeneration with wavelength multicasting at 6x10 Gb/s using a single electroabsorption modulator », *Optics Express*, Vol. 12, N° 13, pp. 3050-3054, June 2004.
- [169] : L. Xu and al., « 7x40 Gb/s base-rate RZ all-optical broadcasting utilizing an electroabsorption modulator », *Optics Express*, Vol. 12, N° 3, pp. 416-420, February 2004.
- [170] : Y. Du, T. Tekin, R. G. Broeke, N. Chubun, C. Ji, J. Cao, S. J. B. Yoo, K. Y. Liou, J. R. Lothian, S. Vatanapradit, S. N. G. Chu, B. Patel, W. S. Hobson, D. V. Tishinin, T. Tsang, « A Novel Monolithically Integrated Mach-Zehnder Wavelength Converter Using Cross Modulation in Electro-Absorber », *European Conference on Optical Communication (ECOC'05)*, paper We.1.5.1, Glasgow (Ecosse), 2005.
- [171] : Y. Liu, J. P. Turkiewicz, E. J. M. Verdurmen, H. De Waardt, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « All-optical wavelength conversion by utilizing cross-polarization modulation in an electro-absorption modulator », *European Conference on Optical Communication (ECOC'03)*, poster paper We4.P.78, Rimini (Italie), September 2003.
- [172] : H. S. Chung, R. Inohara, K. Nishimura, M. Usami, « 40-Gb/s NRZ wavelength conversion with 3R regeneration using an EA modulator and SOA polarization-discriminating delay interferometer », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, N° 2, pp. 337-339, January 2006.

- [173] : T. Otani, M. Suzuki and S. Yamamoto, « 40 Gbit/s Optical 3R Regenerator for All-Optical Networks », *European Conference of Optical Communications (ECOC'2001)*, Amsterdam (Pays Bas), paper We.F.2.1, September 2001.
- [174] : P. S. Cho, P. Sinha, D. Mahgerefteh, G. M. Carter, « All-optical regeneration at the receiver of 10-Gb/s RZ data transmitted over 30000 km using an electroabsorption modulator », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, pp. 205-207, February 2000.
- [175] : N. E. Dahdah, B. Charbonnier, R. Coquillé, M. Joindot, E. Pincemin, « All-optical 2R regenerative wavelength conversion of 40 Gbit/s RZ data using electro-absorption modulator with shifted bandpass filter », *European Conference on Optical Communication (ECOC'05)*, We.1.5.2, Glasgow (Ecosse), 2005.
- [176] : E. S. Awad, P. S. Cho, C. Richardson, N. Moulton, J. Goldhar, « Optical 3R regeneration using single EAM for all-optical timing extraction with simultaneous reshaping and wavelength conversion », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, pp. 1378-1380, September 2002.
- [177] : D. A. B Miller, D. S. Chemla, D. J. Eilenberger, P. W. Smith, A. C. Gossard, T. Tsang, « Large room-temperature optical nonlinearity in GaAs/Ga_{1-x}Al_xAs multiple quantum well structures », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 41, N° 679, 1982.
- [178] : O. Leclerc, G. Aubin, P. Brindal, J. Mangeney, H. Choumane, S. Barre, and J. L. Oudar, « Demonstration of high robustness to SNR impairment in 20 Gbit/s long-haul transmission using 1.5 μ m saturable absorber », *Electron. Lett.*, Vol. 36, N° 23, p. 1944, November 2000.
- [179] : D. Rouvillain, F. Seguneau, L. Pierre, P. Brindel, H. Choumane, G. Aubin, J. L. Oudar, and O. Leclerc, "40 Gbit/s optical 2R regenerator based on passive saturable absorber for WDM long-haul transmission," *Proceeding of the Optical Fiber Conference and Exhibit (OFC'02)*, FD11-1, Washington (USA), 2002.
- [180] : D. Rouvillain, P. Brindel, O. Leclerc, J. P. Hamaide, H. Choumane, G. Aubin, J. L. Oudar, « Novel polarization-insensitive synchronous modulator for 20 Gbit/s all-optical regeneration », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit (OFC'02)*, pp. 83-84, Washington (USA), 2002.
- [181] : J. Mangeney, J.-L. Oudar, C. Mériadec, J. C. Harmand, G. Patriarche, G. Aubin, N. Stelmakh, J. M. Lourtioz, « All-optical discrimination at 1.5 μ m using an ultrafast saturable absorber created by heavy ion irradiation », *Electron. Lett.*, Vol. 36, p. 1486, 2000.
- [182] : T. Akiyama, H. Kuwatsuka, T. Simoyama, Y. Nakata, K. Mukai, M. Suguwara, O. Wada, and H. Ishikawa, « WDM Multi-Channel Nonlinear Device utilizing Inhomogeneously-Broadened Gain of Self-assembled Quantum Dots », *Proc. European Conference on Optical Communications (ECOC'2000)*, paper 9.3.6, p. 291, Munich (Allemagne), 2000.
- [183] : M. Gicquel-Guezo, S. Loualiche, J. Even, C. Labbé, O. Dehease, A. Le Corre, H. Folliot, Y. Pellan, « 290 fs switching time of Fe-doped quantum well saturable absorbers in a microcavity in 1.55 μ m range », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 85, N° 24, pp. 5926-5928, 2004.
- [184] : P. Mamyshev, « All-optical data regeneration based on self-phase modulation effects », *Proc. European Conference on Optical Communications (ECOC'98)*, Madrid (Espagne), pp. 475-476, 1998.
- [185] : G. Raybon, « Optical 3R regeneration in 40 Gbit/s pseudo-linear transmission systems », *Proceedings of Conference on Optical Fiber Communications (OFC'03)*, Invited paper TuH1, Vol. 1, pp. 192-193, Atlanta (USA), 2003.

- [186] : G. Raybon, Y. Su, J. Leuthold, R. J. Essiambre, T. Her, C. Joergensen, R. Steinvurzel, K. D. K. Feder, « 40 Gbit/s pseudo-linear transmission over one million kilometers », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, (OFC'02)*, paper FD10, pp.1-3, Anaheim (USA), March 2002.
- [187] : T. Nguyen, M. Gay, L. Bramerie, T. Chartier, J. C. Simon, L. Brilland, A. Monteville, J. Troles, F. Smektala, « Régénération tout-optique à base de fibres optiques non-linéaires », *Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG'05)*, proceedings pp. 352-354, Chambéry, Novembre 2005.
- [188] : B. Cuenot, A. D. Ellis, D. J. Richardson, « Optical Regeneration Using Self-Phase Modulation and Quasi-Continuous Filtering », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, N° 12, pp. 1350-1352, June 2006.
- [189] : B. Cuenot, A. Ellis, N. Healy, D. F. Murphy, C. D. Hussey, « Optical Regeneration of WDM signals Using Quasi-Continuous Filtering », *8th International Conference on Transparent optical Networks (ICTON'06)*, Nottingham (England), June 2006.
- [190] : R. M. Langdon, « Enhanced EO Wavelength Conversion Using Slow Light », *3rd EMRS DTC Technical Conference*, B13, Edinbourg (Ecosse), 2006
- [191] : L. Fu, M. Rochette, V. Ta'eed, D. Moss, and B. Egglest, « Investigation of self-phase modulation based optical regeneration in single mode As₂Se₃ chalcogenide glass fiber », *Optics Express*, Vol. 13, N° 19, pp. 7637-7644, September 2005.
- [192] : T. Tanemura, J. H. Lee, D. Wang, K. Katoh, and K. Kikuchi, « Polarization-insensitive 160-Gb/s wavelength converter with all-optical repolarizing function using circular-birefringence highly nonlinear fiber », *Optics Express*, Vol. 14, No. 4, pp. 1408-1412, February 2006.
- [193] : W. Wang, H. Poulsen, L. Rau, D. Blumenthal, H. Chou, G. Lars, « 80-Gb/s Regenerative Wavelength Conversion Using a Hybrid Raman/EDFA Gain-Enhanced XPM Converter with Highly-Nonlinear-Fiber », *Proceedings of Conference on Optical Fiber Communications (OFC'03)*, TuH2, Vol. 1, pp. 193-194, Atlanta (USA), 2003.
- [194] : R. H. Stolen, A. Ashkin, « Optical kerr effect in glass waveguide », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 22, pp. 294-296, 1973.
- [195] : M. Asobe, T. Kanamori, K. I. Kubodera, « Applications of Highly Nonlinear Chalcogenide Glass Fibers in Ultrafast All-Optical Switches », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 29, N° 8, pp. 2325-2333, August 1993.
- [196] : J. H. Lee, K. Kikuchi, « All-fiber 80-Gbit/s wavelength converter using 1-m-long Bismuth Oxide-based nonlinear optical fiber with a nonlinearity γ of 1100 W⁻¹km⁻¹ », *Optics Express*, Vol. 13, N° 8, pp. 3144-3149, April 2005.
- [197] : L. Marazzi, P. Parolari, P. Boffi, M. Martinelli, « Differential Kerr-induced XPM in dispersion shifted fiber for wavelength conversion », *Conference on Laser and Electro-Optics (CLEO'99)*, CWM2, Baltimore (USA), May 1999.
- [198] : W. A. Pender, P. J. Watkinson, E. J. Greer, A. D. Ellis, « 10 Gbit/s all-optical regenerator », *Electron. Lett.*, Vol. 31, N° 18, pp. 1587-1588, August 1995.
- [199] : N. J. Doran, D. Wood, « Nonlinear-optical loop mirror », *Opt. Lett.*, Vol. 13, N° 1, pp. 56-58, January 1998.
- [200] : D. J. Richardson, R. I. Laming, D. N. Payne, « Very low threshold Sagnac switch incorporating an Erbium doped fiber amplifier », *Opt. Lett.*, Vol. 26, N° 21, p. 1779, 1990.

- [201] : F. Segumineau, B. Lavigne, D. Rouvillain, P. Brindel, L. Pierre, O. Leclerc, « Experimental demonstration of simple NOLM-based 2R regenerator for 42.66 Gbit/s WDM long-haul transmissions », *Optical Fiber Communication (OFC'04)*, paper WN4, Anaheim (USA), 2004.
- [202] : A. I. Siahlo, L. K. Oxenlowe, K. S. Berg, A. T. Clausen, P. A. Andersen, C. Peucheret, A. Tersigni, P. Jeppesen, K. P. Hansen, J. R. Folkenberg, « A high-speed demultiplexer based on a nonlinear optical loop mirror with a photonic cristal fiber », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, N° 8, pp. 1147-1149, August 2003.
- [203] : K. Vysokinos, L. Stampoulidis, P. Bakopoulos, G. Guekos, H. Avramopoulos, « Polarization Insensitive NOLM employing a Faraday Rotator Mirror », *European Conference on Optical Communication (ECOC'04)*, Stockholm (Suède), 2004.
- [204] : M. Jinno, « All-optical signal regularizing/regeneration using a nonlinear fiber Sagnac interferometer switch with signal-clock walk-off », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, N°9, pp.1648-1659, September 1994.
- [205] : C. H. Kwok, S. H. Lee, K. K. Chow, C. Shu, Chinlon Lin, and A. Bjarklev, « Widely tunable wavelength conversion with extinction ratio enhancement using PCF-based NOLM », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, N° 12, pp. 2655-2657, December 2005.
- [206] : Yu, P. Jeppesen and S. N. Knudsen, "80 Gbit/s pulsewidth-maintained wavelength conversion based on HNL DSF-NOLM including transmission over 80 km of conventional SMF", *Electronics Letters*, vol. 37, no. 9, pp. 577-579, 2001.
- [207] : S. Bigo, O. Leclerc, and E. Desurvire, « All-Optical Fiber Signal Processing and Regeneration for Soliton Communications », *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, Vol. 3, pp. 1208-1223, September/October 1997.
- [208] : S. Watanabe, S. Takeda, K. Hironishi, F. Futami, T. Chikama, « All-optical 3R Regeneration of WDM Signals Using WDM-OTDM-WDM Conversions in Two-stage Nonlinear Fiber Loop Interferometers », *European Conference on Optical Communication (ECOC'00)*, Session « Optical Signal processing III », paper We 9.4.2, Munich (Allemagne), September 2000.
- [209] : Z. Huang, A. Gray, I. Khrushchev, I. Bennion, « 10-Gb/s Transmission Over 100 Mm of Standard Fiber Using 2R Regeneration in an Optical Loop Mirror », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, N°11, November 2004.
- [210] : F. Segumineau, B. Lavigne, J. Remy, O. Leclerc, « Experimental loop demonstration of cascaded 42.7Gbit/s NOLM-based 2R regeneration performance versus timing jitter and optical ASE noise », *European Conference on Optical Communication (ECOC'04)*, paper We.2.2.5, Stockholm (Suède), 2004.
- [211] : S. Blin, « Compléments à l'étude expérimentale et théorique de l'injection optique dans des lasers à semi-conducteurs et des lasers à fibre à 1550 nm », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1 et de la faculté des sciences et de génie de l'université Laval*, ENSSAT, Lannion, Décembre 2003.
- [212] : O. Vaudel, « Etude de synchronisation de chaos par simple injection optique », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Janvier 2007.
- [213] : H. Yasaka *et al.*, « Finely tunable 10-Gb/s signal wavelength conversion from 1530- to 1560-nm region using a super structure grating distributed Bragg reflector laser », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 8, pp. 764-766, June 1996.

- [214] : M. Schilling, W. Idler, D. Baums, K. Dutting, G. Laube, K. Wunstel, and O. Hildebrand, « 6 THz range tunable 2.5 Gb/s frequency conversion with a MQW Y-laser », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 29, 1993.
- [215] : C. C. Lu, S. Jiang, P. S. Yeh, P. J. S. Heim, C. E. C. Wood, and M. Dagenais, « Wavelength conversion using a T-gate laser », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 8, p. 52, 1996.
- [216] : W. Pieper *et al.*, « All-optical polarization and wavelength independent 3R signal regenerator », *Conference of Optical Communications (OFC'96)*, San Jose (USA), postdeadline paper PD35, February 1996.
- [217] : A. Mecozzi, « Frequency converters based on FWM in semiconductor optical amplifiers », *Optical Amplifiers and their Applications (OAA'96)*, Vol. 5, pp. 221-225, Monterey CA (USA), July 1996.
- [218] : R. Ludwig, G. Raybon, « BER measurements of frequency converted signals using four-wave mixing in a semiconductor laser amplifier at 1, 2.5, 5 and 10 Gbit/s », *Electron. Lett.*, Vol. 30, pp. 338-339, January 1994.
- [219] : G. Contestabile *et al.*, « Multiple wavelength conversion for WDM multicasting by FWM in an SOA », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, N° 7, pp. 1775-1777, July 2004.
- [220] : G. M. Tosi-Beleffi, F. Curti, D. M. Forin, F. Matera, « Polarization independent wavelength converter based on Kerr non-linearity in DS fibre », *Optics Comm.*, Vol. 229, pp. 187-190, 2004.
- [221] : U. Feiste, R. Ludwig, C. Schmidt, E. Dietrich, S. Diez, H. J. Ehrke, E. Patzak, H. G. Weber, T. Merker, « 80-Gb/s Transmission over 106-km Standard-Fiber Using Optical Phase Conjugation in a Sagnac-Interferometer », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 11, N° 8, August 1999.
- [222] : W. Belardi, J. H. Lee, K. Furusawa, Z. Yusoff, P. Petropoulos, M. Ibsen, T. M. Monro, D. J. Richardson, « A 10 Gbit/s tuneable wavelength converter based on four-wave mixing in highly nonlinear holey fibre », *European Conference on Optical Communication (ECOC'02)*, Postdeadline PD1.2, Copenhagen (Denemark), September 2002.
- [223] : H. Rong, Y. H. Kuo, A. Liu, M. Paniccia, O. Cohen, « High efficiency wavelength conversion of 10 Gb/s data in silicon waveguides », *Optics Express*, Vol. 14, N° 3, pp. 1182-1188, February 2006.
- [224] : E. Ciaramella, S. Trillo, « All-Optical Signal Reshaping via Four-Wave Mixing in Optical Fibers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, pp. 849-851, July 2000.
- [225] : E. Ciaramella, F. Curti, S. Trillo, « All-Optical Signal Reshaping by Means of Four-Wave Mixing in Optical Fibers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 13, pp. 142-144, February 2001.
- [226] : A. Argyris, H. Simos, A. Ikiades, E. Roditi, D. Syvridis, « Extinction ratio improvement by four wave mixing in dispersion-shifted fibre », *Electron. Lett.*, Vol. 39, pp. 320-23, January 2003.
- [227] : A. Bogris, D. Syvridis, « Regenerative Properties of a Pump -Modulated Four Wave Mixing Scheme in Dispersion Shifted Fibers », *J. Lightwave Tech.*, Vol. 21, N° 9, pp. 1892-1902, Septembre 2003.
- [228] : H. Simos, A. Argyris, D. Kanakidis, E. Roditi, A. Ikiades, D. Syvridis, « Regenerative Properties of Wavelength Converters Based on FWM in a Semiconductor Optical Amplifier », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, pp. 566-568, April 2003.

- [229] : H. Simos *et al.*, « Investigation of a 2R all-optical regenerator based on four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 22, N° 2, pp. 595-604, February 2004.
- [230] : Q. Lin, J. Zhang, P. M. Fauchet, G. P. Agrawal, « Ultrabroadband parametric generation and wavelength conversion in silicon waveguides », *Optics Express*, Vol. 14, N° 11, pp. 4786-4799, May 2006.
- [231] : E. Yamazaki, G. Weichenberg, A. Takada, T. Morioka, « Polarisation-insensitive parametric wavelength conversion without tunable filters for converted light extraction », *Electron. Lett.*, Vol. 42, N° 6, pp. 365-366, March 2006.
- [232] : S. J. B. Yoo, C. Caneau, R. Bhat, M. A. Koza, A. Rajhel, N. Antoniades, « Wavelength onversion by difference frequency generation in AlGaAs waveguides with periodic domain conversion achieved by wafer bonding », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 68, N° 19, pp. 2609-2611, May 1996.
- [233] : Y. Dumeige *et al.*, « Enhancement of second-harmonic generation in a onedimensional semiconductor photonic band gap », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 78, N° 20, pp. 3021-3023, May 2001.
- [234] : L. E. Myers *et al.*, « Quasi-phasematched optical parametric oscillators in bulk periodically poled LiNbO₃ », *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 12, N° 11, pp. 2102-2116, November 1995.
- [235] : S Venugopal Rao, K Moutzouris and M Ebrahimzadeh, « Nonlinear frequency conversion in semiconductor optical waveguides using birefringent, modal and quasi-phase-matching techniques », *J. Opt. A: Pure Appl. Opt.*, Vol. 6, pp. 569–584, April 2004.
- [236] : Y. Su, L. Wang, A. Agarwal, P. Kumar, “Simultaneous 3R regeneration and wavelength conversion using a fiber-parametric limiting amplifier, *Conference on Optical Fiber Communications (OFC’01)*, paper MG4-1, Anaheim (USA), 2001.
- [237] : J. P. van der Ziel *et al.*, « Optical second harmonic generation in periodic multilayer GaAs-Al_{0.3}Ga_{0.7}As structures », *Appl. Phys. Lett.* Vol. 28, N° 8, pp. 437-439, April 1976.
- [238] : Y. Shen *et al.*, « Single to multi wavelength conversion using amplified spontaneous emission of semiconductor optical amplifier », *Conference on Optical Fiber Communications (OFC’01)*, paper ME1-1, Anaheim (USA), 2001
- [239] : L. Wang, X. Xiong, N. Fang, Z. Huang, « All-optical wavelength conversion using amplified spontaneous emission of SOA and a delayed-interference configuration », *Proceedings of SPIE*, Vol. 5280, pp. 112-122, 2005.
- [240] : Z. Yusoff, J. H. Lee, W. Belardi, T. M. Monro, P. C. Teh, D. J. Richardson, « Raman effects in a highly nonlinear holey fiber : amplification and modulation », *Optics Lett.*, Vol. 27, N° 6, pp. 424-426, March 2002.
- [241] : D. Dahan, A. Bilencia, G. Eisenstein, « Noise-reduction capabilities of a Raman-mediated wavelength converter », *Optics Lett.*, Vol. 28, N° 8, pp. 634-636, April 2003.

Partie II

Etude de fonctions optiques à base d'amplificateurs à semi-conducteurs pour la conversion de longueur d'onde et la régénération de signaux à très hauts débits d'information

Introduction

Cette partie présente les travaux expérimentaux et numériques réalisés au cours de la thèse pour répondre à la problématique de recherche de fonctions optiques pour la conversion de longueur d'onde mais surtout pour la régénération optique à très hauts débits. Du fait de ses nombreux attraits ainsi que de l'expérience du laboratoire FOTON-ENSSAT à son sujet, l'amplificateur optique à semi-conducteurs, ou SOA pour Semiconductor Optical Amplifier, a été choisi comme élément non-linéaire des portes optiques étudiées. Les travaux menés ont ainsi consisté en de nombreuses caractérisations de ce composant ainsi qu'en la réalisation et l'étude, tant numérique qu'expérimentale, de fonctions exploitant ses non-linéarités.

Le chapitre 4 de ce manuscrit est ainsi dédié à l'étude de l'amplificateur optique à semi-conducteurs. Il débute par une présentation de la structure du composant et des processus liés à son fonctionnement. Ainsi, la structure de bandes des semi-conducteurs est rappelée, menant à l'explication du processus d'amplification. Puis le composant est plus particulièrement décrit pour comprendre ses spécificités de conception visant à optimiser son fonctionnement. Ensuite les différents modèles numériques utilisés au cours de la thèse et les équations fondamentales sur lesquelles ils sont basés sont décrits. Enfin, les méthodes de caractérisation de l'amplificateur à semi-conducteurs, en tant qu'élément non-linéaire d'une porte optique pour la conversion de longueur d'onde ou la régénération, sont exposées. Les montages expérimentaux ainsi que les résultats typiques que l'on peut obtenir sont ainsi décrits.

Dans le chapitre 5, nous présentons l'étude d'un régénérateur 3R formé de deux portes optiques complémentaires. Ces deux éléments, le miroir à boucle optique non-linéaire associé à un SOA et le double étage de SOA, avaient été préalablement étudiée par Vincent Roncin [1]. Mon rôle a donc consisté à les assembler et à poursuivre leurs caractérisations et études pour, à terme, obtenir un régénérateur complet. Dans un premier temps, les deux dispositifs sont présentés et caractérisés. Puis, nous montrons les résultats obtenus grâce à leur association. Enfin, la fonction complète ayant montré une forte stabilité, une étude approfondie de sa sensibilité à la polarisation a été réalisée et est donc présentée en dernier lieu.

Le chapitre 6, enfin, traite de la problématique de la montée en débit. Les résultats obtenus avec le régénérateur 3R présenté au chapitre 5, l'ont été au débit de 10 Gbit/s. Or, à ce débit, les répéteurs opto-électroniques sont compétitifs face aux régénérateurs tout-optiques. Ainsi, l'étape suivante a consisté à réaliser une fonction optique de traitement du signal à des débits supérieurs. Cependant, le temps de récupération du gain des amplificateurs à semi-conducteurs est vite apparu comme un facteur limitant. Une étude a donc tout d'abord été menée pour améliorer ce temps de réponse des SOA puis pour régler le problème lié à la mesure de ce temps lorsque celui-ci devient trop rapide. Un dispositif commercial basé sur l'architecture du miroir à boucle optique non-linéaire associé au SOA et devant fonctionner à 40 Gbit/s a ensuite été caractérisé et testé. Enfin, la technique originale de modulation de phase croisée dans un SOA conjuguée à un filtrage décalé a été étudiée et exploitée pour réaliser un convertisseur en longueur d'onde donnant des résultats à 80 Gbit/s.

Chapitre 4

L'amplificateur optique à semi-conducteurs : élément actif des portes optiques étudiées

Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 3, deux types de structures offrent les non-linéarités requises pour le bon fonctionnement des portes optiques pour la conversion de longueur d'onde et la régénération optique : les semi-conducteurs et les fibres. A l'heure actuelle, les composants à semi-conducteurs semblent plus compatibles avec les exigences du marché. Ils sont en effet compacts et compatibles avec l'optique intégrée ainsi que très peu consommateurs d'énergie (pour leur alimentation électrique comme pour les puissances optiques nécessaires à leurs non-linéarités) et enfin, ils sont intrinsèquement stables et potentiellement insensibles à la polarisation. Tous ces atouts rendent leur mise en œuvre plus aisée et donc plus attractive en terme de coût en vue d'une intégration potentielle dans les réseaux de télécommunications actuels. C'est ainsi qu'ils ont tout naturellement été choisis comme éléments actifs des portes optiques non-linéaires étudiées au cours de cette thèse.

4.1 Généralités et modèles utilisés

Les amplificateurs à semi-conducteurs sont basés sur la même structure amplificatrice que les diodes laser Fabry-Perot [2, 3]. Leur principe a donc été « découvert » dans les années 60, en même temps que celui des laser, mais il a réellement été mis en applications que 20 ans plus tard du fait des difficultés d'adaptation de la théorie à la pratique (optimisation du gain via la diminution des pertes de couplage, diminution du bruit par isolation des circuits électriques alimentant le SOA, l'attente de composants monomodes, ...). L'utilisation des SOA a donc réellement débuté dans les années 80 [4] et les applications ont rapidement été nombreuses [5, 6, 7, 8]. En parallèle, les travaux visant à leur amélioration se sont poursuivis [9] limitant notamment leur dépendance à la polarisation [10, 11 12].

4.1.1 Description et principes théoriques

Outre les ouvrages et les publications cités dans la suite, ce paragraphe a été largement inspiré des généralités des manuscrits de thèse de M. Guégan [13], R. Boula-Picard [14], N. Buldawoo [15] et F. Riou [16].

4.1.1.1 Structure de bandes des semi-conducteurs

Les semi-conducteurs sont des matériaux présentant une structure cristalline formée d'atomes ayant, en moyenne, 4 électrons de valence. Du fait de la proximité de ces atomes dans la structure et de leurs interactions, les états d'énergies permis des électrons de valence sont modifiés et sont si proches les uns des autres qu'ils forment des ensembles quasi-continus assimilés à des bandes d'énergies permises. On appelle « bande de valence » l'ensemble des niveaux de plus basses énergies, et « bande de conduction », celui des énergies supérieures [17, 18]. En effet, à l'équilibre thermodynamique, la bande de valence d'un semi-conducteur est remplie d'électrons formant des liaisons de covalence entre atomes, d'où le nom de cette bande. Si une tension est appliquée au semi-conducteur, il sort de son équilibre thermodynamique, la bande de conduction se peuple d'électrons laissant alors des « trous » en bande de valence ; ces déplacements de porteurs créent un courant de conduction, d'où le nom de la seconde bande. Les électrons de la bande de conduction et les trous de la bande de valence sont des porteurs de charges, respectivement négatives et positives, et sont dits « porteurs libres » puisqu'ils sont indépendants des liaisons de covalence.

La Figure 4.1 présente le schéma de bandes d'un semi-conducteur ainsi que la répartition des « porteurs libres » dans ces bandes, représentée en grisé.

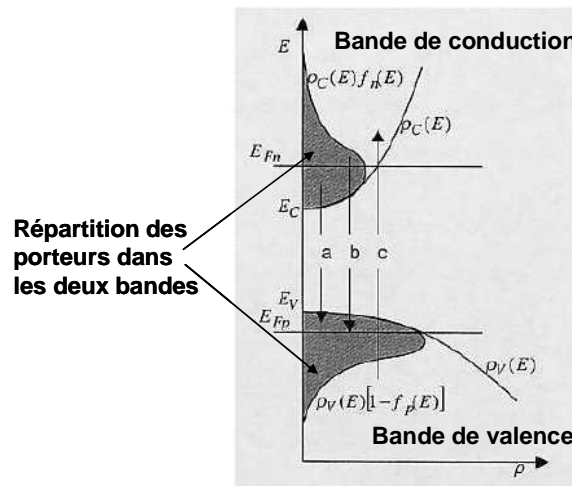


Figure 4.1 : Répartition des états d'énergie et des porteurs dans un semi-conducteur.

On peut voir sur cette figure que les deux bandes sont séparées par une bande d'énergie dite « interdite », ou « gap » en anglais. Les énergies du bas de la bande de conduction et du haut de la bande de valence sont notées respectivement E_c et E_v et l'énergie de la bande interdite est alors $E_g = E_c - E_v$.

D'après la Figure 4.1, on remarque que les bandes de conduction et de valence ont une forme parabolique [19] et leur occupation par les porteurs a une forme imposée par la statistique de Fermi-Dirac. Nous ne décrivons pas en détail les équations liées à cette statistique mais, pour les obtenir et pour plus de détails sur la physique des semi-conducteurs, nous encourageons le lecteur à se référer aux ouvrages de Rosencher [20], Mathieu [18], Yariv [21, 22] ou Saleh [23]**.

* Notons qu'en réalité, la bande de valence se découpe elle-même en 3 sous-bandes : celles dites « des trous lourds », « des trous légers » et du « couplage spin-orbite ». Cette levée de dégénérescence ne sera prise en compte que plus tard, au chapitre 5 lors des études de dépendance du gain à la polarisation.

** Ces ouvrages expriment notamment la répartition des porteurs dans chaque bande comme le produit de la densité d'état, ρ_c ou ρ_v , par le taux d'occupation de chaque état exprimé par la fonction de Fermi f_p ou f_n . Ceci donne l'expression mathématique des courbes délimitant les parties grisées de la Figure 4.1.

L'énergie potentielle des porteurs est appelée « énergie ou niveau de Fermi ». Elle est identique pour les électrons et les trous lorsque que le milieu est à l'équilibre thermodynamique. Par contre, lorsque cet équilibre est rompu, les populations des deux bandes ne sont plus en équilibre l'une avec l'autre. Leurs énergies potentielles diffèrent et sont alors définies par des « quasi-niveaux » de Fermi, notés E_{Fn} pour les électrons de la bande de conduction et E_{Fp} pour les trous de la bande de valence (ces énergies sont reportées sur la Figure 4.1).

4.1.1.2 Condition d'amplification dans un semi-conducteur

Grâce à leur structure de bande, les semi-conducteurs peuvent être le lieu d'interactions « matière-rayonnement » [24], nommées « absorption », « émission spontanée » et « émission stimulée », décrits plus en détails en Annexe A.

Pour qu'il y ait possibilité d'amplification, il faut que la densité de porteurs libres dans le semi-conducteur soit importante pour favoriser l'émission stimulée. Or, ceci est réalisé lorsque les quasi-niveaux de Fermi sont suffisamment éloignés. Dans ce cas, comme on peut le voir sur la Figure 4.1, le bas de la bande de conduction est essentiellement peuplé d'électrons et le haut de la bande de valence de trous. Le procédé alors utilisé pour perturber le milieu semi-conducteur et le placer hors équilibre thermodynamique est le pompage électrique*. Celui-ci consiste en le déplacement d'électrons vers la bande de conduction via l'application d'une tension entre les matériaux entourant la zone d'amplification**. Plus le pompage est fort, plus le bas de la bande de conduction se peuple d'électrons et le haut de la bande de valence de trous, via la répartition des porteurs dans les bandes imposées par la statistique de Fermi.

Ainsi, dans les semi-conducteurs, les transitions d'énergies E inférieures à l'écart entre les quasi-niveaux de Fermi et supérieures à l'énergie de bande interdite correspondent majoritairement au processus d'émission stimulée qui est, dans ce cas, largement prépondérant devant l'absorption. Un signal formé de photons d'énergie E est donc amplifié si E est telle que :

$$E_g < E = h\nu < E_{Fn} - E_{Fp} \quad (4.1)$$

Cette inégalité constitue la « condition de Bernard et Durauffourg » régissant l'amplification dans les semi-conducteurs [25].

On peut également noter que, si l'énergie du photon incident est supérieure à l'écart entre les niveaux de Fermi, il y a absorption. Si elle est inférieure à l'énergie de bande interdite, le milieu est transparent et le photon le traverse sans modification. Si, enfin, elle est égale à l'écart des niveaux de Fermi, il y a équiprobabilité d'émission et d'absorption : le milieu est donc transparent également. Sur la Figure 4.1 sont représentés les transitions possibles dues aux interactions matière-rayonnement dans un semi-conducteur : la lettre « c » correspond à l'absorption, « b » à l'émission spontanée et « a » à toute émission mais surtout à l'émission stimulée puisque ces transitions vérifient la condition de Bernard et Durauffourg.

4.1.1.3 Mise en œuvre des amplificateurs à semi-conducteurs

En pratique, pour créer des composants propices à l'amplification optique, comme les diodes laser et les amplificateurs à semi-conducteurs, on réalise une association de deux matériaux dopés, l'un de « type N », en excédent d'électrons, l'autre de « type P »***, en excès de trous. On parle alors de jonction P-N. Lorsque les deux matériaux, hors dopage, sont identiques, on parle

* Notons que, dans le cas des amplificateurs à fibre, comme les EDFA décrits au paragraphe 2.2.2.2 de la partie I, ce pompage est optique utilisant le processus d'absorption pour faire passer le milieu amplificateur dans l'état excité.

** Ces matériaux ainsi que la structure des amplificateurs à semi-conducteurs sont décrits dans le paragraphe suivant.

*** Pour doper les matériaux semi-conducteurs, on y ajoute des impuretés présentant un électron de valence en plus (dopage N) ou en moins (dopage P) par rapport au matériau intrinsèque qui va être dopé.

d'homo-jonction ; lorsque l'on utilise deux matériaux différents, on parle d'hétéro-jonction. Pour optimiser leur fonctionnement, les amplificateurs à semi-conducteurs sont à base de double hétéro-jonction. Cette structure consiste en un matériau semi-conducteur intrinsèque (c'est-à-dire non dopé), constituant une couche active, inséré entre deux couches de matériau(x) semi-conducteur(s) différent(s) dopé(s), de bande(s) interdite(s) plus large(s). La Figure 4.2 représente une telle structure, à l'équilibre thermodynamique (a) et sous polarisation directe (b).

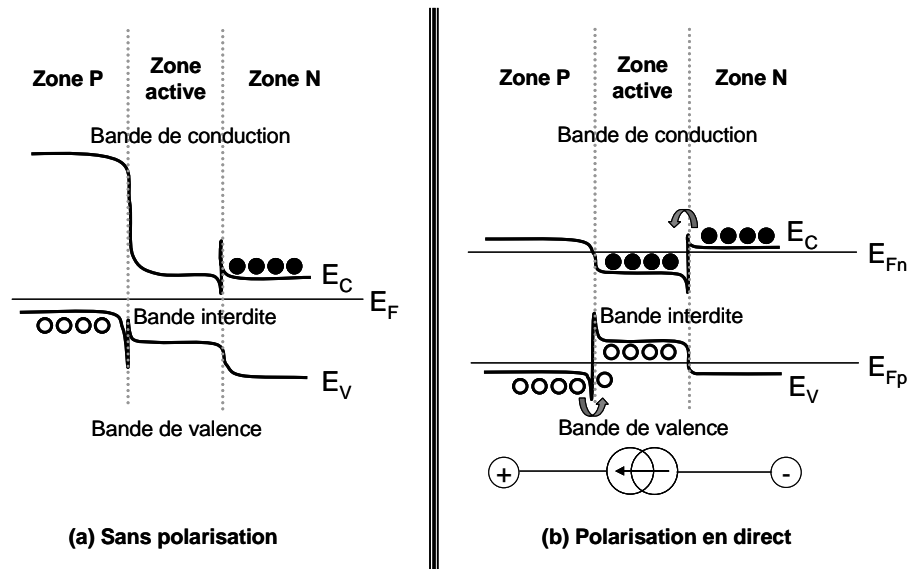


Figure 4.2 : Schématisation d'une double hétéro-jonction
(a) : non soumise à un courant de polarisation ; (b) : polarisée en direct*

A l'équilibre thermodynamique (Figure (a)), la zone active est quasi dépourvue de porteurs libres. Par contre, du fait du dopage, les électrons se trouvent majoritairement dans le matériau N et les trous dans la zone P. Cependant, des barrières de potentiels (frontières entre chaque zone) empêchent les porteurs d'accéder aux zones où ils sont minoritaires et, entre autre, à la zone active. Ainsi, le bas de la bande de conduction et le haut de la bande de valence ne sont jamais, à la fois, occupés dans un même matériau. La condition d'amplification n'est alors pas remplie. Par contre, sous l'influence d'un pompage électrique (Figure (b)), l'équilibre est rompu et les barrières de potentiels sont diminuées. Ceci permet aux porteurs libres des zones N et P d'accéder à la zone active où ils sont piégés, du fait de sa bande interdite plus étroite. Dans ce cas, l'émission stimulée est possible. Cette structure de double hétéro-jonction assure ainsi le meilleur confinement des porteurs, au niveau de la zone active**.

Par ailleurs, du point de vue d'un faisceau optique, puisque les couches adjacentes ont une bande interdite plus importante, elles sont transparentes aux longueurs d'ondes amplifiées par la couche active***. De plus, leur indice de réfraction pouvant être inférieur à celui de la couche active, la structure peut former un guide d'ondes optique, ce qui permet de confiner les photons en plus des électrons.

Le matériau InGaAsP est le plus souvent utilisé. Sa bande interdite correspond en effet parfaitement aux longueurs d'onde des signaux de télécommunications. De plus, il est à « gap direct », c'est-à-dire avec un « alignement » des bandes de conduction et de valence pour offrir le

* Notons que les amplificateurs à semi-conducteurs fonctionnent en polarisation directe.

** Contrairement au cas des homo ou hétéro-structures où la zone de fortes densités de porteurs est essentiellement localisée au voisinage immédiat de la jonction, minimisant le rendement du pompage.

*** La bande interdite ayant une énergie plus grande, la condition de « Bernard et Duraffourg » n'est plus vérifiée.

meilleur rendement de transitions. Etant en accord de maille, entre autre, avec l'InP, les doubles hétéro-structures les plus courantes sont celles formées d'InP/InGaAsP/InP. Dans ce cas, l'amplificateur optique est dit « massif » (« bulk » en anglais) car sa zone active est une structure de composition uniforme, en semi-conducteurs massifs. A ceci, on oppose les structures quantiques [26, 27]. Ces dernières n'ont pas été étudiées au cours de cette thèse car non encore totalement matures et efficaces en ce qui concerne les SOA.

Enfin, outre leur choix, l'agencement des matériaux pour former la diode est également très important. En effet, opter pour une structure de guide adéquate peut permettre d'améliorer le confinement du mode guidé, d'abaisser le courant de polarisation tout en maintenant une bonne inversion de population.

Bénéficiant des différentes avancées sur les diodes laser, les structures des SOA ont ainsi pu être optimisées en vue de leurs applications. Les solutions les plus courantes sont les structures à « ruban enterré », ou « buried heterostructure » en anglais, ou à « guide nervuré », ou « ridge waveguide » en anglais. La Figure 4.3, tirée de [28], représente ces deux structures.

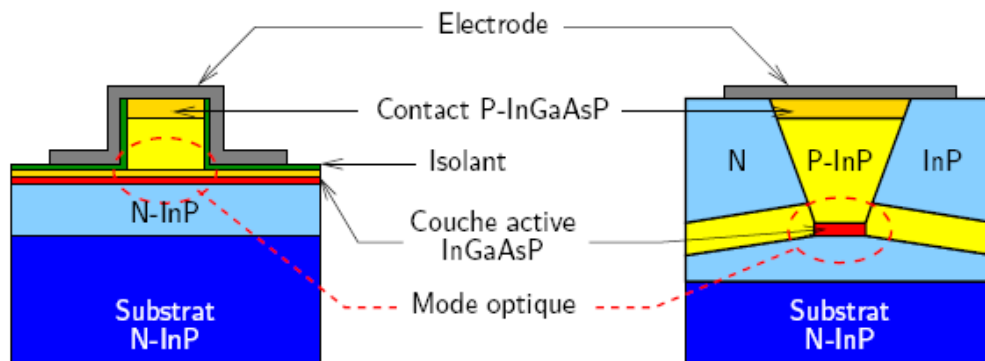


Figure 4.3 : Structures de guide d'un amplificateur optique à semi-conducteurs.

À gauche : guide nervuré ; à droite : guide enterré.

La structure de guide nervuré est plus facile à réaliser mais elle requiert un contrôle très précis de l'épaisseur de la zone active pour obtenir une faible sensibilité à la polarisation. En effet, la géométrie du guide tend à imposer deux facteurs de confinement* différents selon les plans perpendiculaire et parallèle aux couches de matériau. Comme nous le verrons plus en détails au chapitre 5, ceci est à l'origine d'une sensibilité du SOA à la polarisation. Ainsi, en général, la région centrale des SOA est préférentiellement de section quasi-carrée ($0,5 \times 0,5 \mu\text{m}$). La longueur de la région active, quant à elle, peut s'étendre de $500 \mu\text{m}$ à 1 mm généralement, mais peut atteindre 4 mm pour des amplificateurs particuliers. En effet, plus le SOA est long, plus il contient de porteurs, donc plus son gain peut être élevé et son temps de réponse court.

Nous pouvons également mettre l'accent sur le fait qu'il existe deux façons d'agencer les matériaux des amplificateurs à semi-conducteurs dans le plan vertical. En effet, le matériau dopé P peut se trouver en partie supérieure comme dans le cas des schémas de la Figure 4.3 ; on parle alors de composant « p-side up »**. Mais ce matériau peut aussi être placé en partie inférieure ; le composant est alors dit « p-side down ». Les qualificatifs « up » et « down » font référence au plan de la surface de brasure de la puce sur le support métallique.

* Ce paramètre est décrit dans le paragraphe 4.1.2 consacré à la présentation des modèles numériques utilisés et donc des équations régissant le comportement des SOA.

** Dans ce cas, le guide de lumière est visible à la loupe binoculaire car les matériaux dopés p sont transparents dans le visible.

4.1.1.4 Problématique des résonances de cavité

Comme nous venons de le voir, un amplificateur à semi-conducteurs possède la même structure qu'une diode laser Fabry-Perot. Or, l'effet de cavité de ces diodes a pour conséquence de créer des résonances spectrales dans la courbe de gain des SOA et perturbe donc l'amplification. En effet, les photons dont la fréquence d'émission correspond aux résonances du Fabry-Perot sont fortement amplifiés du fait des interférences constructives à chaque passage, alors que les autres ne voient qu'un gain faible. Ce phénomène de résonances spectrales de gain des SOA est communément nommé « ripple », d'après le terme anglais signifiant « ondulations ». Il peut être directement observé sur le spectre d'émission spontanée amplifiée des SOA, comme nous le verrons dans la partie dédiée aux caractérisations des composants.

Ainsi, pour le bon fonctionnement des amplificateurs à semi-conducteurs, cet effet de cavité doit être évité. Pour cela, les réflexions aux facettes des composants doivent être minimisées. Lorsque cela est le cas, les amplificateurs à semi-conducteurs sont dits « à simple passage », « à ondes progressives » ou « non-résonants », ou « Travelling wave SOA » en anglais, puisque les photons qui s'y propagent ne traversent le composant qu'une seule fois [2, 29, 30, 31, 11].

Trois techniques majeures sont utilisées pour bloquer les réflexions et ainsi l'effet laser et ainsi n'obtenir que de l'amplification : le traitement anti-reflet, l'utilisation d'une fenêtre enterrée et le désalignement de celui-ci par rapport à la face de sortie du composant. Ces trois techniques peuvent être combinées [12], comme on peut le voir sur la Figure 4.4, et mènent à des réflectivités de l'ordre de 10^{-5} .

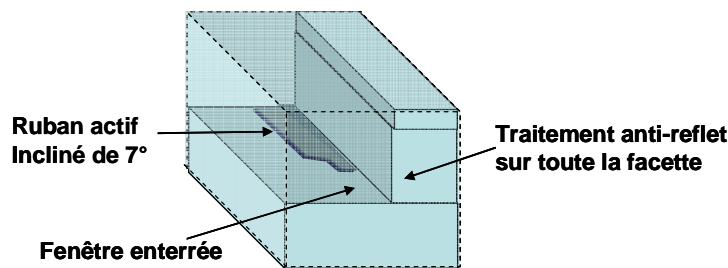


Figure 4.4 : Demi-SOA en perspective mettant en évidence les techniques d'anti-réflexions.

Le **traitement anti-reflet** consiste en le dépôt d'une couche diélectrique anti-réfléchissante. La technique de base consiste à déposer une couche d'oxyde de silicium (SiO) d'indice $n = \sqrt{n_{\text{eff}}}$ et d'épaisseur $e = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{n_{\text{eff}}}}$ (où λ_0 désigne la longueur d'onde dans le vide

pour laquelle on veut le minimum de réflexion et n_{eff} désigne l'indice effectif du mode de propagation). Cependant, cette technique ne fonctionne que sur un domaine étroit en longueur d'onde. Par contre, l'utilisation de dépôts multicouches permet d'élargir la bande spectrale d'anti-réflexion et ainsi de garantir une quasi-insensibilité de la réflectivité vis-à-vis de la longueur d'onde sur environ 40 nm [32]. De plus, ceci permet une quasi-insensibilité à la polarisation [32, 33]. Cependant, cette technique reste très délicate à mettre en œuvre [34].

La **technique de fenêtre enterrée** empêche le mode de se recoupler sur lui-même. En effet, pour diminuer le taux de lumière ré-injectée dans le guide, la réflexion du mode est repoussée sur une surface éloignée de la face de sortie par insertion d'une « fenêtre », constituée d'un milieu d'indice proche de celui du guide actif. La lumière réfléchie sur la face de sortie est diffractée lors de sa propagation dans cette fenêtre ce qui conduit à une diminution du taux de recouplage dans le ruban actif [15, 35]. La longueur de la fenêtre dépend de la taille du mode guidé. Cette méthode est très efficace pour les modes fortement divergents [36, 37] mais ne l'est pas dans le cas contraire. Un autre inconvénient de cette méthode est qu'elle est difficilement

compatible avec l'emploi des fibres micro-lentillées* qui, en général, présentent de courtes distances frontales. Cette technique est donc la moins utilisée.

Enfin, la **méthode de désalignement du guide** consiste à introduire un certain angle entre l'axe du guide et la normale aux faces clivées, minimisant ainsi les réflexions. On dit alors que le guide est « tilté ». L'inclinaison optimale (6 à 7°) est le résultat d'un compromis car plus l'angle est grand, plus le recouplage est réduit mais plus la réflexion devient sensible à la polarisation et plus il devient difficile de réaliser un couplage dans la fibre. De plus, l'angle de désalignement doit tenir compte de l'angle de réfraction dans l'air [38, 39].

4.1.1.5 Adaptation de mode intégrée (« taper »)

Dans tous les systèmes de télécommunication optique mettant en présence des amplificateurs à semi-conducteurs (ou des diodes laser) et des fibres monomodes classiques, se pose le problème du couplage de la lumière entre ces deux éléments dissemblables.

Ce problème consiste en fait en l'adaptation de deux faisceaux gaussiens de tailles et de formes différentes**. Pour rapprocher les paramètres opto-géométriques des modes guidés dans le SOA et dans la fibre standard, plusieurs techniques sont mises en œuvre. On peut distinguer celles externes à l'amplificateur, qui seront présentées dans le paragraphe décrivant les bancs de couplage pour les caractérisations des composants, de celle interne au composant. Cette dernière technique consiste à introduire dans l'amplificateur des zones dans lesquelles le mode guidé est modifié. Ces zones, généralement de 100 à 200 μm de long, sont nommées « taper » et sont réalisées par lithographie et gravure en diminuant la largeur du ruban en extrémité du guide afin de permettre au mode de s'étaler hors du guide [16, 40, 41, 42].

L'efficacité de ces adaptateurs est mesurée via la taille du mode qu'il permet d'obtenir mais également par les pertes qu'il entraîne, son rôle étant, nous le rappelons, de minimiser les pertes de couplage.

4.1.1.6 Gain des amplificateurs optiques à semi-conducteurs

Les SOA sont des composants devant permettre une amplification quasi-uniforme sur une large bande spectrale. La Figure 4.5 présente la forme du gain matériau en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de densité de porteurs. Cette courbe a été obtenue à partir du second modèle présenté dans le paragraphe suivant.

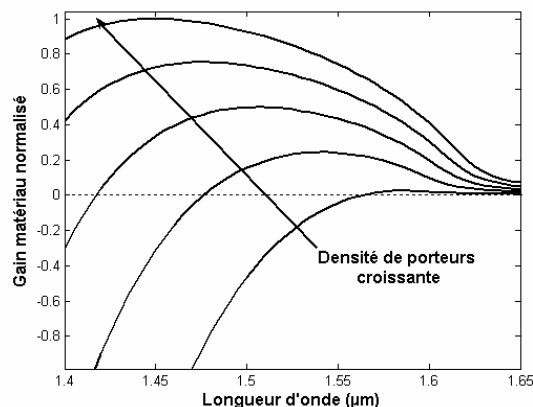


Figure 4.5 : Courbes de gain en fonction de la longueur d'onde pour différentes densités de porteurs.

* Ces fibres seront décrites dans le paragraphe 4.2.1.

** Chacun des faisceaux réellement émis peut en effet être approché par un faisceau gaussien. Le mode guidé dans une fibre monomode standard est d'environ 10 μm alors que celui guidé par une diode en semi-conducteurs est de très petite taille du fait du fort confinement recherché à la fois pour les porteurs et les photons.

Sur cette courbe, on voit que le gain intrinsèque des SOA s'étend sur plusieurs dizaines voire une centaine de nanomètres. Ceci est lié au fait que l'émission stimulée, à l'origine du gain du SOA, s'effectue entre plusieurs niveaux répartis dans les deux bandes, entre la longueur d'onde correspondant à l'énergie de bande interdite et celle correspondant à la différence des quasi-niveaux de Fermi, d'après la condition de Bernard et Duraffourg (cf formule (4.2)).

Cette courbe montre également que le gain matériau augmente avec la densité de porteurs. Lorsque celle-ci n'est pas assez élevée, le milieu est plus absorbant qu'émetteur de photons, ce qui est illustré sur la figure par la première courbe, qui est essentiellement dans la zone de « gain négatif ». De plus, plus la densité de porteurs augmente, plus le pic de gain se décale vers les basses longueurs d'onde et plus la plage d'amplification s'élargit. En effet, plus il y a de porteurs, plus ceux-ci se répartissent dans les bandes de conduction et de valence, plus les quasi-niveaux de Fermi s'éloignent l'un de l'autre entraînant une augmentation de l'énergie des photons créés et donc un décalage de la courbe de gain vers les basses longueurs d'onde.

Ceci confirme donc l'action du pompage électrique sur le gain des amplificateurs optiques à semi-conducteurs : celui-ci est d'autant plus fort et plus large bande que le courant de polarisation qui est imposé au SOA est élevé.

Cette courbe permet également de mettre en évidence le fait qu'un signal optique traversant le SOA peut, lui aussi, avoir un impact sur le gain de l'amplificateur. En effet, l'amplification d'un signal entraîne la chute de la densité de porteurs puisqu'elle est associée à des recombinaisons électrons-trous par émission stimulée. Ainsi, lorsque la puissance d'un signal est assez importante pour que les mécanismes d'émission stimulée qu'il entraîne soient plus nombreux que l'apport de porteurs permis par pompage, ce signal provoque une chute de la densité globale de porteurs et donc une chute du gain. On dit que le gain « sature ». A chaque amplificateur optique correspond donc une « puissance de saturation ».

Si le signal traversant le SOA est modulé, les impulsions qui le forment entraînent généralement la saturation du gain, on parle dans ce cas de « compression » du gain puisque la saturation est limitée dans le temps. Lorsque l'impulsion est terminée, le mécanisme de pompage redevient prépondérant, on dit qu'il y a « récupération » du gain. La Figure 4.6 met en évidence cette dynamique du gain des amplificateurs à semi-conducteurs qui leur permet de suivre des modulations de quelques dizaines de GHz. Cette courbe a été obtenue via simulation à partir du premier modèle présenté dans la suite.

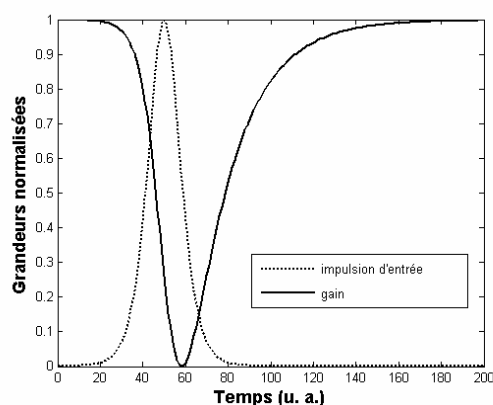


Figure 4.6 : Dynamique de gain dans les amplificateurs à semi-conducteurs.

Notons de plus que, d'après les courbes de la Figure 4.5, la raie d'amplification est à élargissement homogène, c'est-à-dire qu'un signal à une certaine longueur d'onde peut provoquer la chute du gain sur toute la bande spectrale et ainsi agir sur le gain d'un signal injecté à une autre longueur d'onde. C'est ce phénomène qui permet la modulation de gain croisée présentée au

paragraphe 3.1.1 de la partie I. La forme de la courbe de gain matériau en fonction de la longueur d'onde permet également de comprendre en quoi le taux d'extinction obtenu par modulation de gain croisée est différent si la longueur d'onde du signal modulé est supérieure ou inférieure à celle du signal modulant. En effet, un signal de forte puissance entraîne une chute du gain importante pour les signaux de longueurs d'onde inférieures à la sienne et une chute plus faible pour ceux de longueurs d'onde supérieures.

Nous pouvons enfin nous intéresser aux différents mécanismes qui ont lieu au niveau des porteurs lors de la récupération du gain [43]. Ceux-ci sont représentés sur la Figure 4.7.

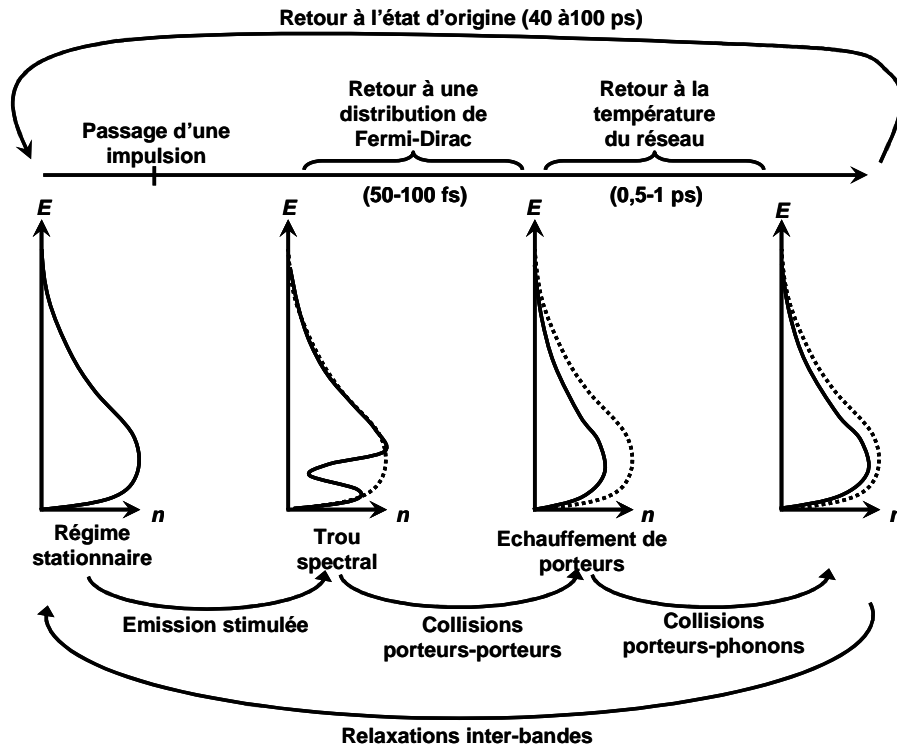


Figure 4.7 : Evolution temporelle des porteurs dans la bande de conduction au passage d'une impulsion.

Le passage d'une impulsion dans un SOA entraîne la création, via le processus d'émission stimulée, de photons de longueurs d'onde comprises dans la raie spectrale du signal injecté. Ainsi, les électrons situés aux énergies dont les transitions correspondent à ces longueurs d'onde sont désexcités. Ceci provoque une légère réduction du gain sur une étroite région spectrale*, proche de la longueur d'onde centrale de l'impulsion. Ce phénomène, appelé « trou spectral », ou SHB pour Spectral Hole Burning, apparaît quasi-instantanément après l'arrivée de l'impulsion.

Pour ensuite rétablir une distribution de Fermi-Dirac, les porteurs doivent alors se réorganiser au sein de la bande. Cette diffusion intra-bande se fait par collisions élastiques entre les porteurs excités et nécessite 50 à 100 fs dans les matériaux semi-conducteurs massifs classiques [44, 45].

Les porteurs sont alors répartis selon la statistique de Fermi-Dirac mais ne se retrouvent pas dans l'état dans lequel ils étaient avant le passage de l'impulsion. En effet, les collisions entre porteurs modifient l'énergie potentielle et la température globale de la densité de porteurs. On parle alors d'« échauffement de porteurs », ou CH pour Carrier Heating [46].

Ajoutons que, en plus de l'émission stimulée provoquée par le passage de l'impulsion, d'autres mécanismes intra-bandes sont à l'origine de l'échauffement de porteurs. Il s'agit de l'absorption

* D'environ 20 à 40 meV pour les semi-conducteurs massifs classiques comme InGaAsP.

par porteurs libres, ou FCA pour Free Carrier Absorption, et l'absorption de deux photons, ou TPA pour Two Photon Absorption. L'effet intra-bande FCA consiste en l'absorption d'un photon par un porteur libre qui passe ainsi à un niveau d'énergie supérieure au sein de sa bande [47]. Le processus TPA, quant à lui, correspond à la création d'une seule paire électron-trou via l'absorption de deux photons. Ce mécanisme intervient lorsque l'énergie de bande interdite (E_g) du matériau semi-conducteur est comprise entre l'énergie du photon incident (E_i) et deux fois cette valeur ($2E_i$) [48]. Ce processus est donc d'autant plus important que le signal traversant le SOA est puissant [49].

Les porteurs, ayant alors une température trop élevée par rapport à celle de l'équilibre du milieu, vont échanger de l'énergie avec le réseau cristallin par collisions porteurs-phonons. Cette relaxation intra-bande a lieu dans des temps compris entre 0,5 et 1 ps [45].

Une fois la température stabilisée, l'énergie potentielle des populations doit enfin être rétablie. En effet, comme les porteurs sont alors moins nombreux puisque la saturation par l'impulsion est plus importante que le mécanisme de pompage, leur énergie de Fermi reste inférieure à sa valeur de départ. Le milieu n'est toujours pas de retour dans son état précédent la traversée de l'impulsion. Ce n'est donc que bien plus tard, entre 40 et 100 ps selon les SOA, que s'opère le retour des porteurs en bas de bande de conduction et haut de bande de valence par relaxations dites « inter-bande ».

Tous ces mécanismes ayant des temps de réponse différents, ils entraînent différents temps de récupération du gain [50, 51]. Les phénomènes intra-bandes interviennent de manière significative pour des impulsions courtes, de l'ordre de la dizaine de picosecondes (ce qui correspond à des débits supérieurs ou égaux à 40 Gbit/s) [52]. Ils ne peuvent cependant être mesurés que lorsque le milieu est soumis à une impulsion voisine de la picoseconde, du fait de leurs temps de réponse très courts.

4.1.2 Présentation des modèles numériques utilisés

Au cours de cette thèse, deux modèles numériques ont été utilisés pour simuler les SOA : un modèle basé sur la publication de G. P. Agrawal en 1989 [53] et un autre développé par I. Valiente [54] puis complété par F. Ginovart [55]. Le premier modèle, basé sur des équations et calculs plus simples que le second, nous a permis de réaliser quelques travaux préliminaires ainsi que les études statiques. Le second, plus complet, a permis de simuler avec plus de précision la dynamique de gain des SOA.*

Pour décrire les équations de ces modèles, de nombreux paramètres doivent être introduits. Pour plus de simplicité, les notations et symboles les représentant sont explicités dans le tableau suivant ; ils y sont classés par ordre d'apparition dans les équations citées par la suite. Le cas échéant, les constantes choisies au cours des simulations y sont également reportées.

Tableau II-1 : Grandeurs physiques des SOA et notations correspondantes dans les équations décrivant les modèles utilisés.

Notations	Grandeurs physiques	Valeurs
\mathcal{A}	Enveloppe lentement variable de l'impulsion	
ξ	Variable de l'espace	
t	Variable de temps	
v_g	Vitesse de groupe	
ω_0	Pulsation de la lumière dans le vide	

* Notons que ces deux modèles considèrent les amplificateurs à semi-conducteurs comme des structures à ondes progressives et ne tiennent donc pas compte des réflectivités résiduelles aux facettes.

n	Indice du mode effectif	3,75
\bar{n}	Indice effectif moyen	
c	Célérité de la lumière	3.10^8 m.s^{-1}
χ	Susceptibilité (représente la contribution des porteurs libres dans la région active du SOA)	
Γ	Facteur de confinement du champ	
α_{int}	Pertes intrinsèques	En général, considérées nulles
N	Densité de porteurs	
I	Courant de polarisation	250 à 300 mA
e	Charge de l'électron	$1,6.10^{-19} \text{ C}$
V	Volume de la zone active	$V=L \times w \times d$
L	Longueur de la zone active	800 μm à 1,2 mm
W	Largeur de la zone active	0,5 μm
D	Hauteur de la zone active	0,5 μm
τ_e	Temps de recombinaison des porteurs	80 ps à 0,5 ns
H	Constante de Planck	$6,62.10^{-34} \text{ J.s}$
ν	Fréquence	Calculé via la longueur d'onde
g	Gain intrinsèque	
a	Coefficient de gain différentiel	2.10^{-16} cm^2
N_T	Densité de porteurs à la transparence	$1,5.10^{18} \text{ cm}^{-3}$
F	Distribution du champ dans le guide formé par la région active du SOA	
P	Puissance en entrée du SOA	
ϕ	Phase du signal	
α	Coefficient de couplage phase/amplitude ou coefficient de Henry [56]	5
τ	Temps réduit	$\tau = L \cdot \gamma / v_g$
g_0	Gain intrinsèque « petit signal »	
E_{sat}	Energie de saturation du SOA	
A_{eff}	Aire effective de la zone active, soit wd/Γ	
P_{sat}	Puissance de saturation	
I_T	Courant de pompage pour obtenir la transparence à la longueur d'onde voulue	
G	Gain interne du SOA	
$P_{out} P_{in}$	Puissance de sortie, d'entrée du SOA	
G_0	Gain interne « petit signal »	
P_{3dB}	Puissance de saturation à 3 dB	
h_G	Coefficient d'amplification intégrée	
$P_{i=p,s}$	Puissance de pompe (p) et de sonde (s) en entrée du SOA	
P_{ESA}	Puissance d'émission spontanée amplifiée	
\pm	Sens de propagation des signaux dans le SOA	
g_{sp}	Coefficient d'émission spontanée amplifiée	
n_{sp}	Facteur d'émission spontanée amplifiée	
C	Coefficient de recombinaison Auger	$4.10^{-29} \text{ cm}^6.\text{s}^{-1}$
B	Coefficient de recombinaison spontanée	$1,2.10^{-9} \text{ cm}^3.\text{s}^{-1}$

4.1.2.1 Modèle « simple »

Ce modèle considère l'amplificateur à semi-conducteurs comme un guide d'onde dans lequel se propage un champ ainsi soumis aux équations de propagation de Maxwell et Helmholtz. En explicitant ce champ scalaire, considéré monochromatique, par l'approximation des enveloppes lentement variables, on obtient une équation qui traduit l'évolution de l'amplitude du champ sur la longueur de l'amplification :

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{i\omega_0 \Gamma}{2\bar{n}c} \chi A - \frac{1}{2} \alpha_{\text{int}} A \quad (4.2)$$

De plus, le modèle suppose que la largeur temporelle de l'impulsion qui traverse le SOA est grande devant les temps de relaxations intra-bandes et qu'ainsi, les termes de recombinaisons non radiatives peuvent être négligés. En tenant compte des petites dimensions de la largeur et de l'épaisseur de la région active du SOA par rapport à celle de la longueur, les variations transverses de la densité des porteurs sont considérées faibles devant les variations longitudinales.

Avec toutes ces considérations, l'équation d'évolution de la densité de porteurs N s'écrit ainsi :

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{eV} - \frac{N}{\tau_e} - \frac{g(N)}{h\nu} |A|^2 \quad (4.3)$$

$g(N)$ est le « gain net », c'est-à-dire le gain intrinsèque perçu par un faisceau se propageant dans le SOA. Ce gain est proportionnel au gain matériau du semi-conducteur qui dépend de la densité de porteurs ainsi que de la longueur d'onde comme nous l'avons vu sur la Figure 4.5. Cependant, dans le cas du modèle décrit ici, il est considéré constant quelle que soit la longueur d'onde et ne s'exprime donc uniquement en fonction de la densité de porteurs, comme le montre la formule suivante :

$$g(N) = \Gamma a(N - N_T) \quad (4.4)$$

D'après cette expression, on peut voir que le gain net dépend également d'un paramètre, Γ , nommé « facteur de confinement ». En effet, toute la puissance du signal se propageant dans le SOA n'est pas entièrement confinée dans le matériau actif. Une partie de l'onde « déborde » sur les couches entourant la zone active. Le gain matériau ne s'applique donc que sur une fraction de puissance du signal. Cette fraction dépend de la géométrie du guide et du type de structure et est donnée par le facteur de confinement calculé par l'intégrale de recouvrement [57] :

$$\Gamma = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F(x, y)|^2 dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F(x, y)|^2 dx dy} \quad (4.5)$$

On peut noter que ce paramètre apparaît également dans l'équation d'évolution du signal dans l'amplificateur (équation (4.2)), du fait du confinement des modes guidés.

Enfin, en introduisant, dans les équations précédentes, des grandeurs significatives du SOA, comme son énergie de saturation et son gain « petit signal », ou de l'impulsion, comme le temps réduit prenant l'origine de l'impulsion comme référentiel, la puissance et la phase de celle-ci, le système d'équations couplées sur lequel repose le modèle [53] peut être obtenu :

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{\text{int}})P & \text{(a)} \\ \frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha g & \text{(b)} \\ \frac{\partial g}{\partial \tau} = \frac{g_0 - g}{\tau_e} - \frac{gP}{E_{\text{sat}}} & \text{(c)} \end{cases} \quad (4.6)$$

L'énergie de saturation E_{sat} désigne l'énergie optique nécessaire pour saturer le gain du milieu. Elle est liée à la puissance de saturation via le temps de vie des porteurs dans le SOA :

$$E_{\text{sat}} = \frac{h\nu A_{\text{eff}}}{a} = \tau_e \cdot P_{\text{sat}} \quad (4.7)$$

Le gain intrinsèque « petit signal » est le gain fourni par le SOA lorsque celui-ci est soumis à un signal de puissance inférieure à sa puissance de saturation. Il se définit par la formule suivante :

$$g_0 = \Gamma a N_T \left(\frac{I}{I_T} - 1 \right) \quad (4.8)$$

Le temps réduit constitue un référentiel temporel qui suit l'impulsion lors de sa propagation. Il est donc défini par : $\tau = t - \frac{z}{v_g}$.

Nous tenons à attirer l'attention du lecteur sur la seconde équation du système. Celle-ci explicite les phénomènes de modulation de phase qui ont été présentés dans le chapitre 3. En effet, elle montre très clairement le lien entre le gain du SOA et la phase de la lumière le traversant, ce qui permet de comprendre qu'une modulation du gain d'un amplificateur à semi-conducteur engendre une modulation de la phase.

Ce système comporte donc les équations de base du modèle utilisé. Il permet d'obtenir des équations décrivant le SOA en régime statique, c'est-à-dire soumis à un signal continu, et en régime dynamique, soumis à une ou plusieurs impulsions.

En régime statique, l'équation (c) du système (4.6) devient [58] :

$$g(z) = \frac{g_0}{1 + \frac{P(z)}{P_{\text{sat}}}} \quad (4.9)$$

On voit, par cette formule, que la puissance de saturation de l'amplificateur à semi-conducteurs représente la puissance du signal le traversant nécessaire pour que le gain intrinsèque soit égal à $g_0/2$, c'est-à-dire diminué de moitié (en linéaire) par le signal optique.

Or, le gain net g est une donnée intrinsèque au SOA qui n'est pas directement observable expérimentalement. La grandeur « utile » à l'échelle de l'opérateur est le gain interne du SOA, défini comme le rapport de la puissance en sortie de l'amplificateur, P_{out} , sur la puissance en entrée, P_{in} , et qui peut s'exprimer en fonction de g en utilisant l'équation (a) du système (4.6) :

$$G(\tau) = \frac{P_{\text{out}}(\tau)}{P_{\text{in}}(\tau)} = \exp \left(\int_0^L g(z, \tau) dz \right) \quad (4.10)$$

L'intégration de l'équation (4.9) sur la longueur du SOA nous permet ainsi d'obtenir une équation* décrivant l'évolution du gain interne G [59] :

$$G(\tau) = G_0 \exp \left[(1 - G(\tau)) \frac{P(\tau)}{P_{sat}} \right] \quad (4.11)$$

Notons que le gain interne « petit signal » s'exprime en fonction du gain net « petit signal » d'après la formule suivante : $G_0 = \exp(g_0 L)$.

Cette équation permet de mettre en évidence la saturation du gain interne par de fortes puissances de signaux injectés dans le SOA. Elle permet également de définir une nouvelle grandeur nommée « puissance de saturation à 3 dB » qui représente la puissance de signal qu'il est nécessaire d'injecter dans le SOA pour que son gain interne (exprimé en dB) chute de 3 dB, c'est à dire qu'il soit égal à $G_0/2$ (en linéaire). Cette grandeur est liée à la puissance de saturation du gain net, P_{sat} , par la formule suivante :

$$P_{3dB} = \frac{2 \cdot \ln(2) \cdot P_{sat}}{G_0 - 2} \quad (4.12)$$

Ainsi, par analogie avec l'équation (4.9), on peut exprimer la courbe statique du gain interne par :

$$G = \frac{G_0}{1 + \frac{P_{in}}{P_{3dB}}} \quad (4.13)$$

Or, comme nous le verrons dans le paragraphe dédié à la présentation des caractérisations des amplificateurs à semi-conducteurs, les paramètres G_0 et P_{3dB} peuvent facilement être obtenus expérimentalement. Ainsi, lors de nos simulations à partir de ce modèle, les grandeurs physiques nécessaires au calcul ont donc été majoritairement mesurées expérimentalement ou déduites de ces mesures. Ceci a eu deux conséquences positives : la simplicité de choix des paramètres et la possibilité d'obtenir une bonne adéquation entre les résultats numériques et expérimentaux malgré les fortes approximations du modèle, notamment le fait de négliger la contribution de l'émission spontanée amplifiée.

La Figure 4.8 montre la différence entre des courbes obtenues différemment : expérimentalement (en trait plein), simulée via les paramètres obtenus par la mesure expérimentale à partir des deux équations, (4.13) (en trait pointillé) et implicite (4.11) (en trait discontinu) et enfin calculée numériquement à base des données intrinsèques (en trait mixte).

On peut voir que la courbe obtenue via l'équation (4.13) est celle qui se rapproche le plus de la courbe expérimentale. Elle est, de plus, la plus simple à simuler en termes de résolution et temps de calcul et de l'obtention des paramètres. Lors de nos simulations de gain statique, cette équation a été généralement utilisée.

Notons également que si les valeurs des paramètres intrinsèques du SOA sont correctement choisies, la courbe qu'elles permettent d'obtenir est similaire à celle déduite des paramètres de mesures. Cependant, comme nous l'avons expliqué précédemment, ces paramètres intrinsèques sont différents d'un SOA à un autre et sont difficilement connus.

* Cette équation s'obtient également en recherchant les solutions stationnaires de l'équation (4.15) décrite par la suite et en prenant l'exponentielle de ces solutions.

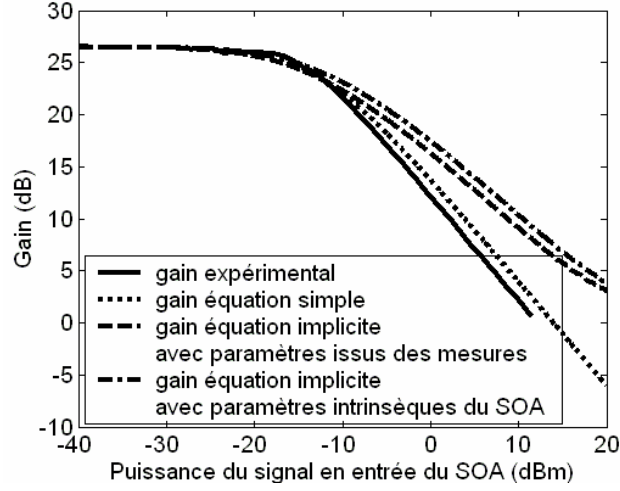


Figure 4.8 : Comparaison des différentes possibilités de simulation du gain en régime statique d'un SOA via le modèle simple avec le résultat expérimental

En régime dynamique, l'important est de décrire l'évolution temporelle du gain et ainsi obtenir sa courbe de compression. Pour cela, on introduit le paramètre h_G défini par :

$$h_G = \int_0^L g(z, \tau) dz \quad (4.14)$$

Les équations (c) et (a)* du système (4.6) mènent alors à l'équation différentielle** suivante :

$$\frac{dh_G}{d\tau} = \frac{g_0 L - h_G}{\tau_e} - \frac{P_{in}(\tau)}{E_{sat}} [\exp(h_G) - 1] \quad (4.15)$$

De même que pour les équations en régime statique, les valeurs des paramètres intrinsèques E_{sat} et τ_e sont nécessaires. Or, ceux-ci ne sont pas ou difficilement mesurables et ne peuvent être déduits indépendamment l'un de l'autre. Ainsi, toujours dans un souci d'adéquation entre les résultats expérimentaux et théoriques, nous avons fait le choix de fixer une valeur arbitraire de τ_e *** et de déduire la valeur optimale de E_{sat} permettant d'approcher au mieux les données expérimentales. Pour cela, nous avons décidé de comparer les courbes de compression du gain obtenues numériquement pour différentes valeurs de E_{sat} à celles obtenues par mesures expérimentales. La Figure 4.9 présente un exemple de ce type de comparaison.

Dans ce cas, les courbes issues de mesures expérimentales ont été obtenues via calcul de la compression à partir des mesures de gain statique ainsi que par mesure dynamique directe, à partir d'un train d'impulsions à 10 GHz. Notons que l'écart qui apparaît au delà de 3 dB de compression entre ces deux courbes vient du fait que le SOA utilisé a un temps de récupération du gain de l'ordre de 80 ps. Ainsi, soumis à de fortes puissances, le SOA subissait des compressions du gain ne permettant pas sa totale récupération entre deux impulsions successives. Ceci a donc perturbé la mesure du taux de compression. Cependant, dans l'impossibilité de réaliser des mesures dynamiques directes, la courbe obtenue via les mesures de gain statique semble constituer une bonne base de comparaison pour déterminer la valeur de E_{sat} adéquate.

* Dans cette équation, α_{int} est ici négligé devant g .

** La résolution de cette équation peut être simplement réalisée en utilisant la méthode de Runge Kutta d'ordre 4.

*** Cette valeur a été choisie de manière à respecter une certaine cohérence avec la dynamique expérimentale observée du SOA étudié (entre 10 et 100 ps selon la puissance des signaux saturants).

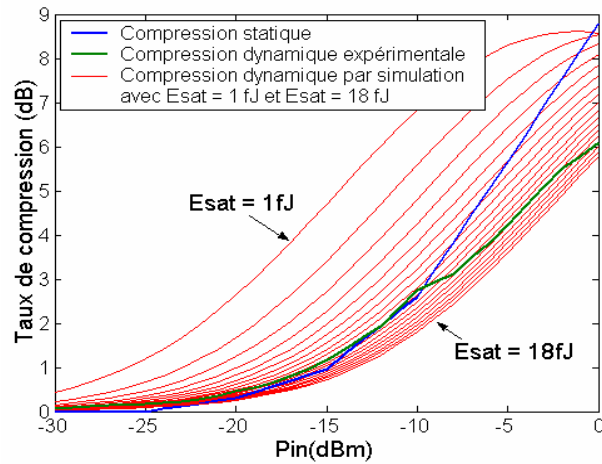


Figure 4.9 : Comparaison des courbes de compression du gain obtenues via mesures expérimentales et via simulation numérique (pour différentes valeurs de E_{sat} choisies).

Cette figure montre que les valeurs de l'énergie de saturation donnant des courbes numériques concordant avec les courbes expérimentales sont de l'ordre du femtojoule. Or, ceci ne pouvait être obtenu par le calcul direct de l'énergie de saturation à partir des paramètres intrinsèques ou de la puissance à 3 dB mesurée expérimentalement. En effet, dans ce cas, les énergies calculées sont de l'ordre du picojoule. La différence de valeurs s'explique par le fait que la contribution de l'émission spontanée amplifiée n'est pas prise en compte dans le modèle théorique décrit précédemment. Or, lorsque l'amplificateur à semi-conducteurs est utilisé pour ces non-linéarités, le courant de polarisation est maximum pour favoriser les recombinaisons et leur dynamique. Dans ce cas, l'émission spontanée amplifiée est importante et participe à la saturation du gain.

Cependant, cette figure met en évidence le fait que, même si le modèle utilisé pour la simulation ne tient pas compte de la contribution de l'émission spontanée dans la dynamique du gain du SOA, il est possible de déterminer une valeur de E_{sat} permettant d'approcher les résultats expérimentaux via la résolution de l'équation (4.15). Ceci a d'ailleurs été confirmé par la Figure 4.10 qui présente une comparaison des réponses dynamiques du SOA obtenues, numériquement, avec les paramètres choisis grâce à la Figure 4.9 pour une compression de 3 dB et, expérimentalement, via une mesure à l'oscilloscope en réponse à un train d'impulsions à 10 GHz. Cette figure montre bien l'adéquation entre le modèle utilisé et les valeurs expérimentales.

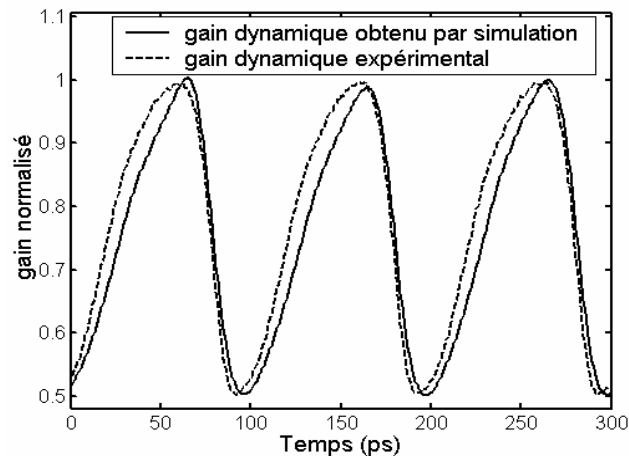


Figure 4.10 : Comparaison entre les courbes de gain dynamique pour un taux de compression de 3 dB obtenues expérimentalement et numériquement.

Ce modèle permet donc de simuler simplement le gain du SOA en régime statique ainsi que, qualitativement, son évolution dynamique temporelle. Cependant, du fait qu'il ne tienne pas compte de la contribution de l'émission spontanée amplifiée, la réponse temporelle du SOA devient complexe à simuler lorsque différents paramètres influant sur la dynamique des porteurs entrent en jeu, comme l'apport d'un faisceau de sonde saturante lors d'un travail en modulation croisée, le changement de courant de polarisation, ... La résolution dynamique impose à chaque changement de paramètre, un nouveau calcul du paramètre E_{sat} en fonction des données expérimentales. Ceci rend la simulation totalement dépendante des résultats expérimentaux, ce qui est préjudiciable et complexifie la simulation par l'ajout de calculs préliminaires.

Ainsi, un second modèle, plus complexe en terme d'équations et de leur résolution mais moins dépendant des mesures expérimentales, a été utilisé.

4.1.2.2 Modèle « complet »

Ce second modèle est plus complet que le premier et permet donc de simuler le comportement du SOA avec plus de réalisme. Par comparaison au modèle décrit précédemment, ses principaux attraits sont qu'il tient compte de la contribution de l'émission spontanée amplifiée (ESA), de la dépendance du gain à la longueur d'onde et du sens de propagation des signaux dans l'amplificateur. Il permet ainsi d'étudier plus précisément le comportement des SOA, notamment l'impact de l'émission spontanée amplifiée [55, 60] ou de signaux de maintien* [61, 62], ainsi que des fonctions optiques basées sur leurs non-linéarités [63, 64, 65].

Notons tout de même que ce modèle, comme le précédent, ne tient pas compte des effets intra-bandes et ne convient que pour de larges impulsions (supérieures à la dizaine de picosecondes) injectées dans le SOA.

Ce modèle de SOA inclut donc les propagations de signaux de pompe, de sonde** et d'émission spontanée amplifiée. Pour cela, il utilise les équations de propagation basées sur l'approximation des enveloppes lentement variables développées dans le modèle d'Agrawal, décrit précédemment. Cependant, il tient compte du temps de transit de l'impulsion dans l'amplificateur à semi-conducteurs, abandonnant ainsi la notation du temps réduit, τ , [66].

Les équations de propagation sont les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{1}{v_g} \frac{\partial}{\partial t} P_i(z, t) \pm \frac{\partial}{\partial z} P_i(z, t) = [\Gamma g(N, \nu_i) - \alpha_{\text{int}}] P_i(z, t) \\ \frac{1}{v_g} \frac{\partial}{\partial t} P_{\text{ESA}\pm}(z, t) \pm \frac{\partial}{\partial z} P_{\text{ESA}\pm}(z, t) = [\Gamma g(N, \nu) - \alpha_{\text{int}}] P_{\text{ESA}\pm}(z, t) + 2h\nu\Delta\nu g_{sp}(N, \nu) \end{cases} \quad \text{i=p,s} \quad (4.16)$$

avec les conditions aux limites suivantes :

$P_{\text{ESA}+}(z=0, t) = 0$, $P_{\text{ESA}-}(z=L, t) = 0$, du fait de la réflectivité résiduelle aux facettes considérée nulle,
et les conditions initiales suivantes :

$$\begin{aligned} P_p(z=0, t=0) &= P_{\text{pompe}}^{\text{in}} \\ P_s(z=0, t=0) &= P_{\text{sonde}}^{\text{in}} \end{aligned}$$

* Un signal peut être injecté dans un SOA pour accélérer le temps de récupération de son gain. Il est alors dit « de maintien ». Ceci est plus précisément expliqué dans le paragraphe 6.1.1.2 du chapitre 6.

** Nous rappelons qu'un signal de pompe est un signal de forte puissance, modulant le gain de l'amplificateur à semi-conducteurs. Le signal de sonde, quant à lui, « subit » cette modulation du gain imposée par la pompe.

Notons que les indices p et s désignent respectivement la pompe et la sonde et que les signes \pm désignent la direction de propagation (+ pour les signaux co-propagatifs à la pompe et – pour les signaux contra-propagatifs).

Enfin, le coefficient d'émission spontanée amplifiée, g_{sp} , se définit par : $g_{sp} = n_{sp} (G - 1)$, conformément à la définition de l'ESA donnée au chapitre 1 par l'équation (1.21).

L'évolution de la densité de porteurs, quant à elle, est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} N(z, t) = & \frac{I}{edwL} - CN^3 - BN^2 \\ & - \frac{\Gamma}{wd} \left[\frac{g_s(N, \nu_s)}{h\nu_s} P_s(z, t) + \frac{g_p(N, \nu_p)}{h\nu_p} P_p(z, t) \right. \\ & \left. + \int \frac{g(N, \nu)}{\nu} (P_{ESA+}(z, t) + P_{ESA-}(z, t)) d\nu \right] \end{aligned} \quad (4.17)$$

Cette équation tient compte des recombinaisons par effet Auger (deuxième terme du membre de droite), de l'émission spontanée (troisième terme) et des recombinaisons stimulées provoquées par les signaux de pompe et de sonde ainsi que par le signal d'ESA (dernier terme).

Notons que ce modèle considère que tout le courant de polarisation sert au pompage, sans perdition.

Pour intégrer ces équations couplées le long de l'axe z , l'amplificateur est divisé en sections de la même manière que celle proposée par Ormondroyd [67] et Durhuus [68], exploitant les recherches de Marcus [69] et Adams [70]. Les sections sont choisies assez petites pour qu'elles ne soient le lieu d'aucune évolution temporelle des enveloppes des impulsions. De plus, la densité de porteurs y est supposée uniforme et pouvant ainsi être décrite, dans tout l'amplificateur à semi-conducteurs, par une fonction en marche d'escalier.

Pour permettre une bonne adéquation avec les SOA utilisés au laboratoire, le gain matériau et l'émission spontanée amplifiée sont calculés à partir des paramètres de Pearsall pour le $\text{Ga}_{0.40}\text{In}_{0.60}\text{As}_{0.85}\text{P}_{0.15}$ [71] et du modèle à quatre bandes de Kane [72]. De plus, ces deux grandeurs fondamentales sont re-calculées dans chaque section en utilisant le modèle de Chuang [73]. L'intérêt de ce modèle est qu'il donne une valeur de gain nul quand l'énergie de transition est égale à l'énergie de séparation des quasi-niveaux de Fermi et décrit ainsi parfaitement la transparence. Or, cette condition est nécessaire pour arriver à un calcul du facteur d'émission spontanée amplifiée cohérent. Enfin, le coefficient d'émission spontanée amplifiée g_{sp} dans le mode à la sortie d'une section est calculé comme proposé par Simon [2].

Ce modèle est donc plus complexe que le premier en termes de résolution des calculs. De plus, il ne permet d'obtenir une bonne adéquation avec les résultats expérimentaux que si l'on connaît les paramètres intrinsèques des SOA à simuler. Ainsi, il n'est pas optimal pour étudier le régime statique des amplificateurs à semi-conducteurs ou pour de simples études dynamiques. Par contre, il permet de simuler parfaitement le comportement des SOA soumis à des conditions exacerbant leurs non-linéarités : fort courant de polarisation et donc forte émission spontanée amplifiée, utilisation de plusieurs signaux à des longueurs d'onde différentes pour la modulation de gain ou de phase croisée ou l'utilisation de faisceau de maintien. Ainsi, il s'est avéré tout-à-fait adapté aux simulations des fonctions optiques étudiées au cours de cette thèse.

Les principes théoriques et équations fondamentales régissant le comportement des amplificateurs à semi-conducteurs ainsi que les modèles numériques permettant de le simuler

ayant ainsi été présentés, les techniques d'étude expérimentales des composants vont maintenant être décrites.

4.2 Caractérisation des composants

Ce paragraphe a pour but de présenter les techniques de caractérisations des amplificateurs à semi-conducteurs ainsi que les résultats typiques que l'on peut ou doit obtenir. Ainsi, dans un premier temps, nous allons décrire les bancs de couplages qui ont été utilisés au cours de cette thèse pour optimiser l'injection d'un signal issu d'une fibre standard dans un amplificateur ou pour collecter le signal issu du SOA avec ce type de fibre. Les modes de caractérisations en régimes statique puis dynamique sont ensuite exposés.

4.2.1 Présentation des différents bancs de couplage

Comme nous l'avons vu précédemment, les SOA sont, comme les diodes laser, des composants de très petites tailles, appelés « puces ». La Figure 4.11 en présente un exemple.

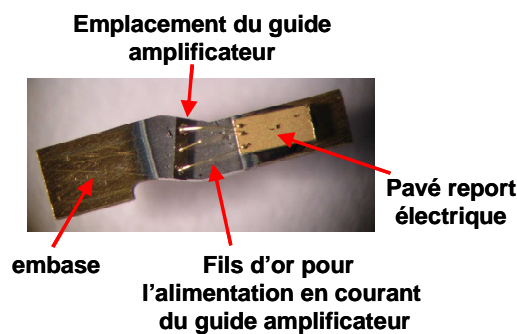


Figure 4.11 : Exemple de puce SOA.

Ces composants émettent en espace libre et ne peuvent donc être directement connectés à une fibre. De plus, leur diamètre de mode est généralement différent de celui des modes guidés par une fibre standard*. Ainsi, il est nécessaire de réaliser un banc de couplage entre la puce SOA et la fibre pour injecter, dans l'un, le signal issu de l'autre, tout en minimisant les pertes. Enfin, comme il a été expliqué précédemment, les SOA nécessitent une alimentation électrique (pour le pompage) ainsi qu'un contrôle de la température (pour éviter l'échauffement dans le composant) qui doivent être ainsi ajoutés au banc de couplage.

Trois types de montages sont communément utilisés : le montage commercial ou boîtier « butterfly », le couplage par fibres micro-lentillées et le module utilisant des lentilles.

4.2.1.1 Boîtier « butterfly »

Les amplificateurs à semi-conducteurs sont généralement commercialisés conditionnés en boîtier « butterfly », tels celui présenté sur la Figure 4.12. Ceux-ci comprennent un contrôle en température (utilisant l'effet Peltier), des connectiques électriques facilitant l'alimentation en courant et le contrôle en température du composant ainsi que deux fibres dites « amorces » collectant le signal issu du SOA et permettant d'y injecter un signal à amplifier.

* Ceci est généralement valable même si le mode est modifié par des adaptateurs modaux internes au SOA (cf paragraphe 4.1.1.5).

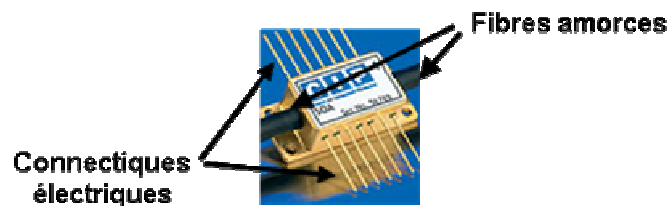


Figure 4.12 : Amplificateur à semi-conducteurs monté en boîtier « butterfly ».

L'intérêt de ce type de module est qu'il est très compact (de l'ordre de 3 à 6 cm), stable et très robuste. En effet, tous les éléments fragiles (la puce SOA et les extrémités de fibre entre autres) y sont protégés.

Cependant, l'inconvénient majeur de ce type de montage est qu'il est totalement figé et ne peut être modifié pour coupler d'autres fibres au SOA, comme par exemple des fibres à maintien de polarisation*. De plus, les pertes de couplage ne peuvent être connues précisément.

Ces montages sont donc peu adaptés aux études exploratoires des composants mais leur simplicité d'utilisation les rend intéressants pour des expériences plus complexes en environnement « système ».

4.2.1.2 Couplage via fibres micro-lentillées

Pour minimiser les pertes de couplage entre la puce SOA et les fibres, on utilise des fibres dites « micro-lentillées » [74, 75] qui ont pour rôle d'adapter le diamètre de mode du faisceau issu de la fibre à celui guidé dans le SOA et inversement. L'action de la micro-lentille est analogue à celle de toute autre lentille et peut être décrite par le schéma suivant :

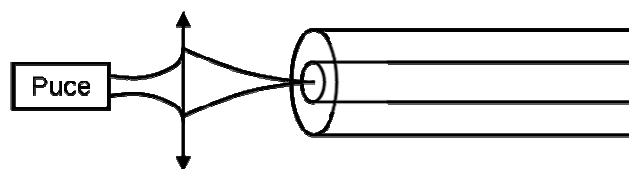


Figure 4.13 : Principe du couplage entre une puce en semi-conducteurs et une fibre micro-lentillée.

Une fibre micro-lentillée est formée de plusieurs tronçons de fibres différentes (fibre à gradient d'indice, fibre de silice pure), chacune guidant à sa manière le faisceau. Ceci permet, en choisissant de façon optimale la longueur des différents tronçons, de modifier progressivement le diamètre du faisceau pour un couplage optimal, comme le montre la Figure 4.14.

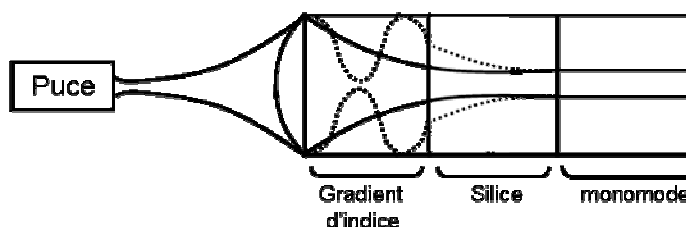


Figure 4.14 : Schéma d'une fibre micro-lentillée avec propagation des faisceaux.

* Notons de plus que les boîtiers « butterfly » sont rarement montés avec des fibres à maintien de polarisation du fait de la difficulté d'alignement précis des axes privilégiés des fibres et du SOA. Un paragraphe de l'Annexe C est dédié à la description de ce type de fibres.

Il existe plusieurs types de fibres micro-lentillées qui diffèrent selon l'agencement des tronçons ou leurs extrémités, qui peuvent être de profils hyperboliques ou paraboliques. Concernant nos applications, des fibres nommées « GRADHYP », conçues par M. Thual *et al* [76], se sont avérées totalement adaptées. Elles sont formées d'un tronçon de fibre à gradient d'indice et présentent un profil hyperbolique en extrémité, d'où leur nom. Assistée de M. Thual, j'ai donc réalisée de telles fibres à partir des paramètres précis des modes guidés des SOA à tester.

Le montage principalement utilisé au cours de cette thèse pour la caractérisation des puces SOA à partir d'un couplage par fibres micro-lentillées est présenté sur la Figure 4.15.

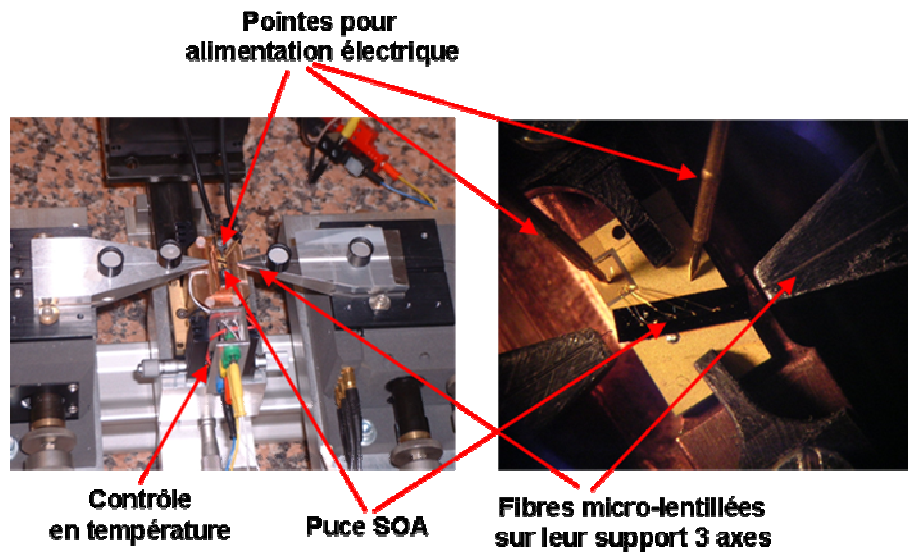


Figure 4.15 : Banc de couplage via fibres micro-lentillées.

Il comprend un support permettant de fixer la puce et de réguler sa température via un module à effet Peltier [77]*. L'alimentation électrique pour le pompage est apportée via deux pointes. Le couplage est réalisé grâce à des montages 3 axes permettant un alignement précis des fibres pour un couplage optimal.

L'intérêt principal de ce type de montage réside dans les pertes minimales qu'il induit. En effet, le taux de couplage via fibre micro-lentillées atteint aisément les 90% [78]. Cependant, la réalisation de telles fibres requiert des techniques particulières et une mise en œuvre minutieuse. De plus, ces fibres sont extrêmement fragiles et leur utilisation est donc délicate. Enfin, le montage final peut être peu stable, nécessitant un ré-alignement régulier des fibres.

4.2.1.3 Montage en module

Le troisième type de montage permet le couplage « puce SOA-fibres standard » à partir de lentilles. Le principe consiste simplement en un montage de type 2f ou 4f.

Nous disposons au laboratoire d'un module, conçu par J. C. Simon à France Télécom, qui permet d'alimenter la puce en courant, la contrôler en température et enfin collecter (ou injecter) la puissance optique grâce à un système de lentilles. Une photographie d'un tel module est reportée en Figure 4.16. De nombreux SOA au laboratoire sont montés dans de tels modules depuis plus de 10 ans et leur efficacité n'a en rien été altérée. Au cours de cette thèse, j'ai également pu participer à l'assemblage de l'un d'entre eux et notamment à l'alignement des différents éléments pour l'optimisation du couplage.

* Ce support a été conçu par Philippe Rochard et Gautier Moreau au cours des travaux de thèse de ce dernier [77].

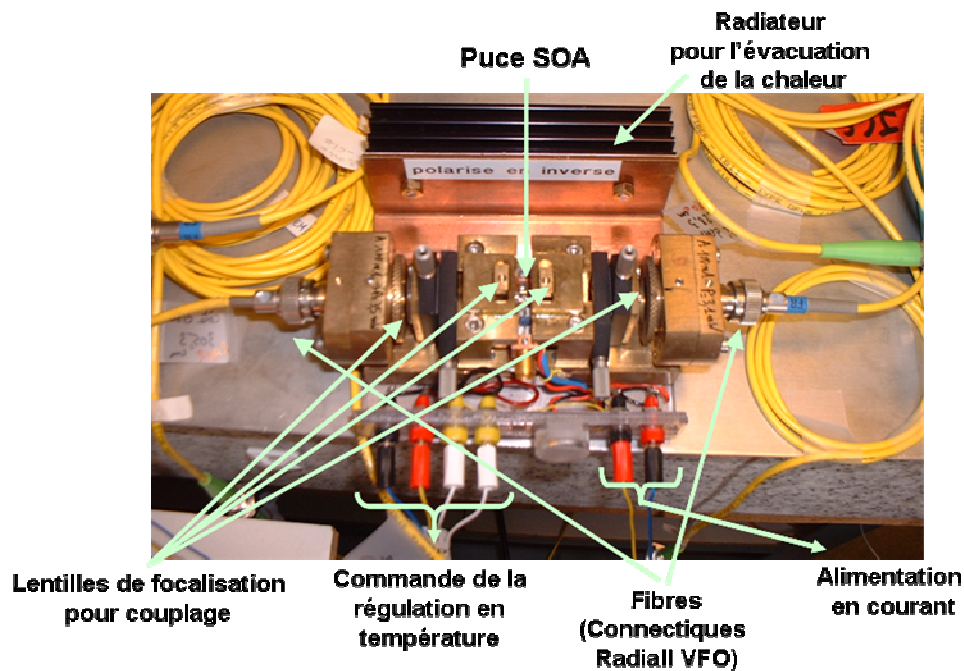


Figure 4.16 : Module SOA pour couplage via lentilles.

Ce type de montage permet d'obtenir des pertes minimales de l'ordre de 1,5 dB ce qui se situe entre les performances des montages avec fibres micro-lentillées et des boîtiers « butterfly ». De plus, un tel module est beaucoup plus compact, plus robuste et plus stable que les montages à base de fibres micro-lentillées. Enfin, l'un de ses atouts majeurs pour nos études est qu'il offre aisément la possibilité de travailler avec différents types de fibres comme les fibres à maintien de polarisation, ce qui est difficilement réalisable avec un montage via fibres micro-lentillées*.

Nous avons ainsi présenté les trois techniques de couplage entre une puce SOA et une fibre standard ainsi que les montages associés utilisés au cours de cette thèse. Les SOA en module à base de lentilles ont été majoritairement utilisés. Ils nous ont permis d'étudier précisément le SOA comme de l'insérer dans une fonction, à maintien de polarisation ou non. Des boîtiers « butterfly » ont, quant à eux, été utilisés lors d'expériences en environnement « système » avec des fonctions en fibres classiques. Enfin, le banc de couplage via fibres micro-lentillées a été utilisé pour des caractérisations de nouvelles puces en préambule d'un montage en module.

4.2.2 Caractérisation statique

On parle de caractérisation statique lorsque l'étude de l'amplificateur à semi-conducteurs est réalisée sans injection d'un signal impulsionnel, c'est-à-dire sans signal ou avec un ou plusieurs signaux continus.

4.2.2.1 Caractérisation sans signal : étude de l'émission spontanée amplifiée

Les premières expériences de caractérisation d'un SOA consistent à étudier son émission spontanée amplifiée (ESA). Celle-ci est en effet très représentative du milieu amplificateur puisqu'elle est directement liée à la densité de porteurs dans chaque bande ainsi qu'aux énergies de transitions possibles.

* Les fibres micro-lentillées à maintien de polarisation sont des composants de réalisation complexe.

Caractéristique P(I)

En premier lieu, l'émission spontanée amplifiée émise de chaque côté du SOA est mesurée pour différents courants de polarisation. Cette mesure est réalisée à l'aide d'une sphère intégratrice* directement placée devant l'amplificateur. Les courbes obtenues pour chaque côté, en noire et rouge sur la Figure 4.17, sont quasi-identiques. En effet, la quantité d'émission spontanée amplifiée en co et contra-propagation est théoriquement équivalente.

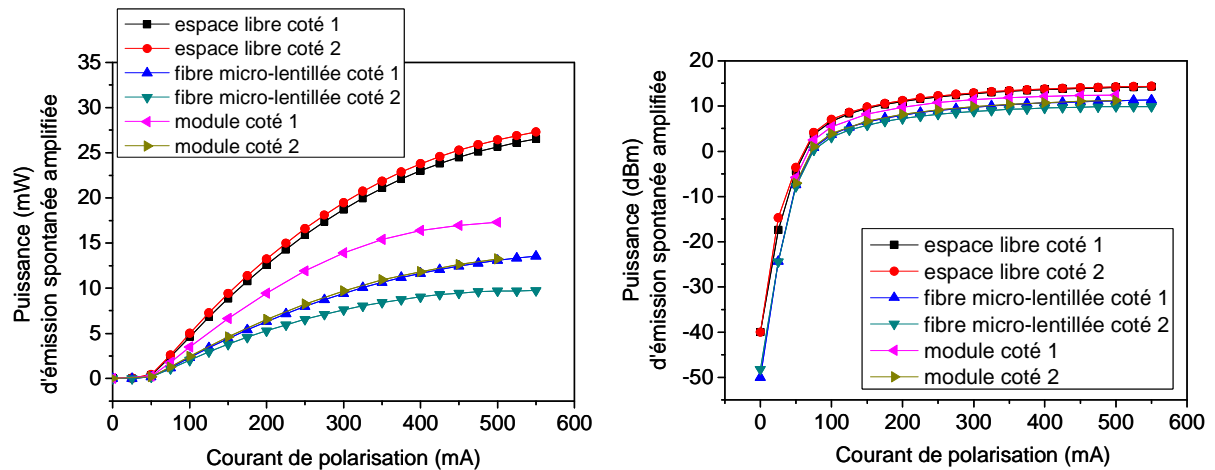


Figure 4.17 : Caractéristique $P_{ESA}(I)$ d'un SOA pour trois types de mesure : directement via sphère intégratrice, via couplage dans une fibre micro-lentillée et via insertion dans un module.

A gauche, la puissance est exprimée en mW et à droite, en dBm.

La forme de ces courbes présente deux inflexions caractéristiques.

La première, aux alentours de 50 mA pour l'exemple choisi, constitue le « seuil de transparence », c'est-à-dire le courant minimal nécessaire pour que le processus d'émission stimulée devienne prépondérant devant celui d'émission spontanée et qu'ainsi le milieu soit amplificateur**. Ce « seuil » ne doit pas être confondu avec le seuil laser. En effet, dans le cas des SOA, ce seuil est beaucoup moins abrupt puisqu'il s'agit toujours d'émission spontanée et donc de lumière incohérente contrairement au seuil laser qui détermine la transition entre émission spontanée et stimulée et qui caractérise donc le seuil de lumière cohérente. Si, le seuil d'un SOA est semblable à celui d'un laser, cela peut signifier que des réflexions parasites subsistent dans la cavité, créant un effet laser, comme nous l'avons expliqué précédemment au paragraphe 4.1.1.4.

La seconde inflexion*** correspond à une saturation de l'émission spontanée amplifiée due à celle de la densité de porteurs. Elle renseigne sur le courant maximal auquel on peut soumettre le SOA ; au-delà de celui-ci, le gain de l'amplificateur n'augmente plus, par contre son échauffement thermique devient de plus en plus important, ce qui peut entraîner la dégradation du composant.

Outre déterminer l'intervalle de courant de fonctionnement du SOA étudié, cette mesure permet également de connaître les pertes de couplage d'un montage. En effet, la mesure précédente peut être comparée à une nouvelle mesure réalisée cette fois-ci en collectant l'ESA après couplage dans une fibre dont l'extrémité est reliée à la même sphère intégratrice que précédemment. Des mesures, obtenues via utilisation des montages avec fibres micro-lentillées et module, sont également reportées sur la Figure 4.17.

* Sphère dont l'intérieur est recouvert d'un matériau diffractif assurant une équirépartition de l'énergie sur la surface.

** Courant pour lequel la condition de Bernard et Duraffourg est vérifiée.

*** Cette seconde inflexion n'apparaît pas clairement sur les mesures présentées.

Dans ce cas particulier, le couplage par le module présente moins de pertes que celui via fibres micro-lentillées, celles-ci n'ayant pas été conçues pour cette application. On peut de plus remarquer que le couplage est différent selon le côté du SOA. Ceci vient d'un problème mécanique dans le module ainsi que de la différence entre les deux fibres micro-lentillées utilisées.

Spectre d'émission spontanée amplifiée

Le spectre d'ESA s'obtient simplement en connectant, à la fibre couplée au SOA, un analyseur de spectre optique, ou OSA pour Optical Spectrum Analyser*. Ce spectre est représentatif de la distribution énergétique des porteurs dans les bandes de conduction et de valence. Sa répartition spectrale est centrée autour de la longueur d'onde du maximum de gain. Il exprime ainsi l'allure globale de la courbe de gain.

La Figure 4.18(a) présente plusieurs de ces spectres obtenus à différents courants de polarisation. On remarque, d'après cette figure, que l'augmentation du courant de polarisation, conduit non seulement à une augmentation de la quantité d'ESA mais également à un élargissement spectral et un déplacement du pic de gain vers les basses longueurs d'onde. Ceci vient, comme nous l'avons expliqué au paragraphe 4.1.1.6, de l'écart entre les quasi-niveaux de Fermi qui se creuse suite à l'augmentation de la densité de porteurs par pompage électrique.

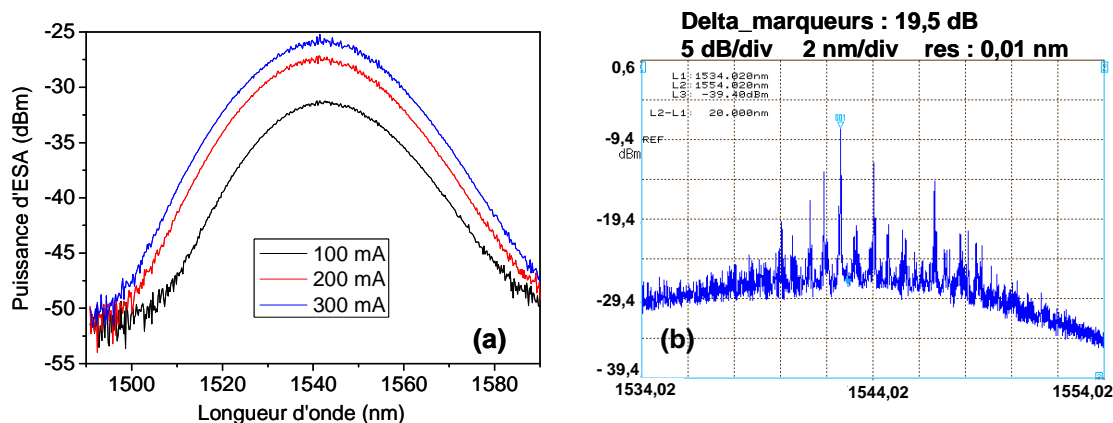


Figure 4.18 : Spectres d'émission spontanée amplifiée.
(a) : pour différents courants de polarisation ; (b) : exemple de SOA présentant du ripple.

Le principal intérêt de ce type d'étude réside dans l'observation des ondulations, ou ripple, qui peuvent apparaître en haut du spectre d'ESA et qui sont significatives de réflexions parasites résiduelles dans la cavité, comme nous l'avons expliqué au paragraphe 4.1.1.4.

La Figure 4.18(b) reporte un exemple extrême d'une telle observation. Dans ce cas, le ripple mesuré présente un maximum de 19,85 dB (amplitude du plus grand pic) ce qui signifie que le SOA se comporte quasiment comme un laser multimode. Des calculs d'intervalles spectraux libres (ISL) à partir des mesures à l'analyseur de spectre optique comparés aux dimensions de la puce mesurées à la loupe binoculaire ont montré que les réflexions à l'origine des oscillations étaient internes à la puce SOA étudiée. Des mesures au réflectomètre l'ont également confirmé.

Pour un fonctionnement optimal des SOA, le ripple doit être inférieur à 1 dB. Ceci peut être difficilement obtenu lorsque les SOA présentent un fort gain et qu'ainsi les techniques d'anti-réflexion redeviennent insuffisantes. Une technique consiste alors à injecter un faisceau optique continu dans le SOA pour saturer son gain et ainsi assister les techniques anti-réflexion. Notons

* Notons qu'il peut être préférable d'insérer un isolateur entre le SOA et l'OSA pour éviter les réflexions en entrée de l'appareil pouvant créer une cavité et faire osciller l'amplificateur.

de plus que l'injection d'un tel signal peut permettre également l'accélération de la récupération du gain du SOA, comme il sera expliqué plus en détail dans le chapitre 6.

4.2.2.2 Caractérisation via injection d'un signal continu : mesure de gain

La mesure de gain statique consiste à mesurer l'amplification d'un signal lors de sa traversée d'un SOA et ce, en fonction de la puissance du signal en entrée. Il existe deux types de mesures : gain en auto-saturation et gain en saturation croisée ou « pompe/sonde ». Comme leurs noms le laissent présumer, la première mesure consiste en l'injection d'un seul signal dans le SOA et la seconde mesure, en celle de deux signaux dits « pompe » et « sonde ».

Mesure de gain en auto-saturation

La mesure de gain statique en auto-saturation consiste à injecter un signal continu dans un SOA en faisant varier sa puissance, ce qui permet de déterminer son amplification. Le montage typique pour ce type de caractérisation est schématisé sur la figure suivante :

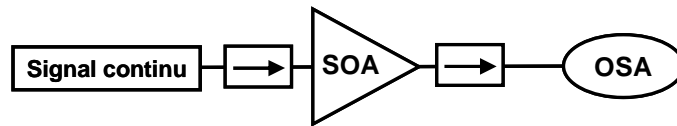


Figure 4.19 : Schéma de montage d'une mesure de gain statique d'un SOA en auto-saturation.

Deux isolateurs sont placés de part et d'autre du SOA. Le premier sert à protéger la source continue des éventuelles contre-réactions du montage mais surtout du signal contra-propagatif d'émission spontanée amplifiée. Le second a pour rôle d'empêcher la réinjection, dans le SOA, de signaux se réfléchissant sur l'analyseur de spectre optique et ainsi la création d'une nouvelle cavité résonante à l'origine d'interférences parasites.

La mesure est réalisée à l'analyseur de spectre optique pour pouvoir aisément prendre en compte le bruit d'ESA. En effet, dans le cas d'une faible injection optique, la puissance d'ESA constitue un bruit optique additif non négligeable perturbant la détection du signal amplifié. Il faut donc mesurer le gain en ôtant la contribution de l'émission spontanée amplifiée. Or, l'utilisation d'un analyseur de spectre optique permet de mesurer simultanément la puissance du signal et celle de l'ESA, comme nous l'avons montré au paragraphe 1.4.1 du chapitre 1.

Un exemple de courbe obtenue lors de ce type de caractérisation est reporté sur la Figure 4.8 en trait plein (où elle est comparée aux résultats de simulation obtenus à partir du modèle « simple ») et la Figure 4.20 en présente une schématisation.

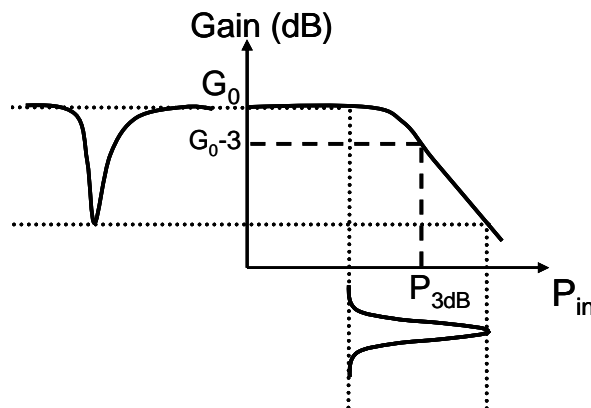


Figure 4.20 : Courbe de gain statique d'un SOA et illustration de la compression de gain.

Ces courbes ont une forme présentant deux zones : une zone où le gain est constant, dite « régime petit signal » et une zone où le gain chute de façon linéaire, dit « régime de saturation »*. La première zone permet de mesurer le gain « petit signal » G_0 et la seconde, la puissance de saturation à 3 dB, P_{3dB} .

Notons également que, plus le courant de polarisation du SOA est élevé, plus il y a de porteurs disponibles pour les recombinaisons électrons-trous et en particulier l'émission stimulée et qu'ainsi, plus le gain « petit signal » est élevé. De plus, plus ce courant est important, plus l'ESA l'est également, comme nous avons pu le voir sur la Figure 4.18(a) et ainsi plus la puissance de saturation du SOA est faible (l'ESA participant à la saturation du gain)

Enfin, notons que ces courbes sont également appelées courbes de compression statique du gain puisqu'elles mettent en évidence la compression du gain qu'une impulsion puissante pourrait provoquer, comme le montre la Figure 4.20. Ainsi, plus la saturation est franche, c'est-à-dire plus la pente de la courbe est raide, plus la compression est efficace, autrement dit, plus le taux d'extinction de l'impulsion d'entrée nécessaire à la compression est faible et plus le taux d'extinction en sortie est élevé. Ceci rejoint ce qui a été expliqué au chapitre 2.

Mesure de gain pompe/sonde

Cette mesure consiste à injecter deux signaux continus dans le SOA, l'un de puissance fixe, la sonde, dont on mesure le gain en fonction de la puissance de l'autre signal, la pompe. La Figure 4.21 présente le schéma de montage d'une telle caractérisation.

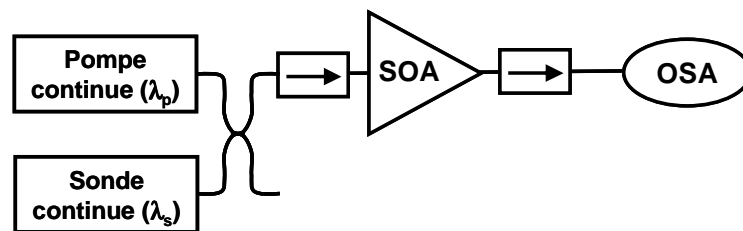


Figure 4.21 : Schéma de montage d'une caractérisation de gain statique en configuration pompe/sonde.

Un exemple de courbes obtenues avec un même SOA mais pour différentes puissances de sonde est reporté sur la Figure 4.22.

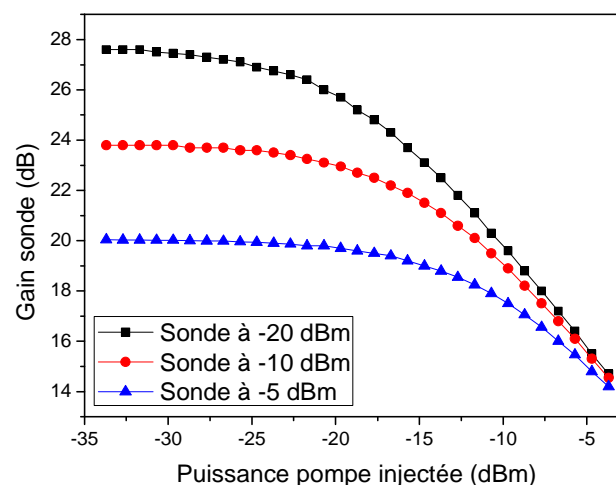


Figure 4.22 : Courbes de gain statique en pompe/sonde pour différentes puissances de sondes.

* La saturation du gain a été expliquée au paragraphe 4.1.1.6.

Ces courbes présentent une forme identique à celle du gain en auto-saturation. En effet, qu'il soit traversé par un ou plusieurs signaux, le SOA a deux régimes de fonctionnement : le régime de gain constant en « petit signal » et le régime de saturation. Ces courbes sont cependant différentes selon la puissance du signal de sonde. Ceci vient du fait que le signal de sonde peut également, selon sa puissance, saturer le SOA, et ainsi participer au dépeuplement de la bande de conduction, conduisant à un gain « petit signal » globalement moins élevé. De plus, dans ce cas, moins de porteurs participent à l'émission spontanée amplifiée ce qui entraîne une augmentation de la puissance de saturation du SOA. Notons également que plus la puissance de sonde est élevée, plus la pente de la courbe est faible et ainsi moins la compression du gain par une impulsion de pompe est efficace. Enfin, pour les fortes puissances de pompe, les courbes se rejoignent montrant que la saturation du gain dépend intrinsèquement du milieu, quel que soit les puissances de signaux qui le traversent*.

Toutes ces caractérisations statiques permettent de déterminer les paramètres utiles pour le bon fonctionnement du SOA mais également ceux le caractérisant.

En effet, comme nous l'avons vu, la caractéristique $P(I)$ permet de déterminer le courant maximal de polarisation que peut supporter un SOA. Les spectres d'émission spontanée amplifiée indiquent les longueurs d'onde pour lesquelles le SOA est adapté (celles autour du pic de gain). Les caractérisations de gain statique montrent le gain « petit signal » ainsi que la puissance de saturation et la pente de la courbe de gain. Enfin, les mesures de gain en saturation croisée aident à déterminer la puissance de sonde maximale que l'on peut injecter dans le SOA sans trop diminuer son gain ou altérer l'efficacité de sa compression.

De plus, ces caractérisations constituent des études préliminaires permettant de déterminer si un SOA est adapté à des applications de traitement du signal optique. En effet, comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, les SOA aux cœurs des portes optiques non-linéaires doivent présenter un gain « petit signal » fort, une puissance de saturation faible ainsi qu'une compression la plus efficace possible, avec une pente de gain statique très raide.

Une fois les paramètres de fonctionnement optimaux et les grandeurs caractéristiques associées déterminées, l'étape permettant de déterminer si un SOA est un bon candidat pour des applications de traitement du signal optique est la caractérisation dynamique du composant.

4.2.3 Caractérisation dynamique

Une caractérisation d'un composant est dite dynamique lorsque l'on étudie la réponse de celui-ci à une impulsion et non plus à un signal continu comme précédemment.

Dans le cas d'un SOA, elle consiste en la mesure de la réponse temporelle du gain modulé par une impulsion. Pour cela, on se place en configuration pompe/sonde, comme le montre le schéma de montage simplifié sur la figure suivante.

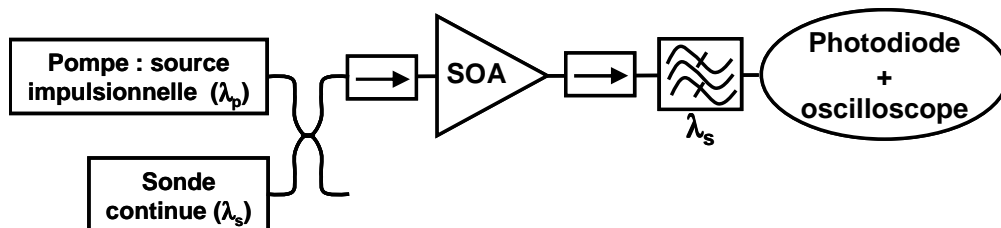


Figure 4.23 : Schéma simplifié d'un banc de caractérisation dynamique.

* Notons que les courbes de gain statique se rejoignent également lorsqu'elles sont tracées en auto-saturation pour différents courants de polarisation.

Le signal de pompe, formé d'un train d'impulsions à un débit suffisamment lent pour observer la récupération complète du gain^{*}, module le gain du SOA et, en conséquence, le signal de sonde continu. Ce dernier est choisi de telle manière qu'il ne participe pas à la saturation du gain tout en étant le plus puissant possible pour favoriser sa détection^{**}. En sortie du SOA, un filtrage sévère est nécessaire pour rejeter le fort signal de pompe et ainsi correctement analyser le signal de sonde. La détection est réalisée par une photodiode et un oscilloscope dont les bandes passantes doivent être suffisamment larges pour observer les temps courts.

Un exemple de trace temporelle obtenue lors d'une telle caractérisation est reporté sur la Figure 4.24(a). Celle-ci représente la dynamique temporelle du SOA vu par le signal de sonde.

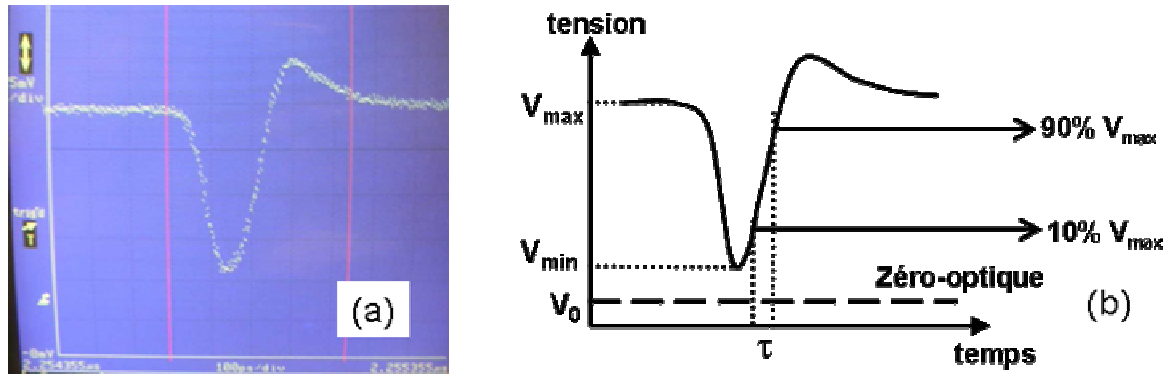


Figure 4.24 : Trace temporelle typique obtenue lors d'une caractérisation dynamique de SOA.

Cette trace temporelle permet de réaliser un certain nombre de mesures présentées sur la Figure 4.24(b). Les trois paramètres les plus importants qu'elle permet d'obtenir sont le temps de récupération du gain, noté τ , la largeur à mi-hauteur de l'impulsion inversée, T_0 , et le taux de compression, généralement exprimé en dB, défini par la formule suivante :

$$T_{c,dB} = 10 \times \log \left(\frac{V_{max} - V_0}{V_{min} - V_0} \right) \quad (4.18)$$

Notons que V_0 représente la tension correspondant au « zéro optique ». Celle-ci est mesurée expérimentalement en décalant le filtre précédent la photodiode ce qui permet d'obtenir le niveau de bruit optique de tout le montage.

Les trois paramètres (τ , T_0 et $T_{c,dB}$) sont liés entre eux mais également aux puissances de pompe et de sonde. En effet, plus l'impulsion de pompe est puissante, plus le taux de compression est important mais plus le temps de récupération du gain et donc la largeur à mi-hauteur de sa réponse sont élevés. De plus, plus la puissance de sonde est élevée, plus elle participe à la saturation du gain et ainsi encourage les recombinaisons électrons-trous et donc accélère le temps de récupération du gain^{***} [61]. En contrepartie, elle diminue le niveau de gain « petit signal » et donc minimise la compression. Pour chaque application de modulation croisée, les puissances de pompe et de sonde doivent donc être choisies en fonction du compromis « temps de récupération du gain – taux de compression ».

* Si la cadence de la source impulsionnelle est trop élevée, le gain n'a pas le temps de revenir à sa valeur « petit signal » entre deux impulsions. La mesure est donc faussée.

** Dans la pratique, la détection est généralement précédée d'un amplificateur, un filtre et un atténuateur variable pour que le signal à détecter ait une puissance optimale pour assurer un OSNR correct de la mesure.

*** L'influence d'un signal de sonde saturant le gain du SOA sur le temps de récupération de celui-ci sera explicitée plus en détail dans le chapitre 6.

Il est ainsi évident que cette caractérisation dynamique est nécessaire pour juger de la possibilité d'utilisation d'un SOA en tant qu'élément non-linéaire d'une porte optique et pour déterminer les paramètres optimaux pour l'application recherchée. Or, nous pouvons dès à présent faire remarquer que le banc de cette caractérisation étant basé sur une détection électronique, il se trouve nécessairement limité en bande passante et ainsi en mesure des temps très courts. Il s'agit en fait du banc de caractérisation le plus simple et donc le plus usuellement utilisé. Cependant, lorsque le débit auquel sont dédiés les SOA étudiés est trop rapide, ce banc n'est plus adéquat et il est nécessaire d'envisager d'autres solutions, qui seront présentées au chapitre 6.

En résumé, les amplificateurs à semi-conducteurs sont des composants dont la structure est inspirée de celle des diodes lasers et qui ont donc profité des nombreuses avancées dans ce domaine. Comme les structures lasers, le principe de leur amplification repose sur le processus d'émission stimulée, qui, dans le cas des semi-conducteurs, correspond à des recombinaisons radiatives entre des électrons du bas de la bande de conduction et des trous du haut de la bande de valence. Cependant, contrairement aux lasers, les amplificateurs à semi-conducteurs doivent être des composants à simple passage ou à ondes progressives, c'est-à-dire qu'ils ne doivent pas être formés d'une cavité réfléchissante. Leur structure est donc adaptée pour minimiser les réflexions internes et ainsi le phénomène de ripple lié aux interférences parasites.

Le paramètre fondamental des SOA est donc leur gain « simple passage ». Il est ainsi très utile de pouvoir le simuler et le mesurer. Ce chapitre a, de ce fait, présenté les deux principaux modèles utilisés au cours de la thèse ainsi que les caractérisations qui permettent d'en connaître parfaitement le fonctionnement statique comme dynamique.

Chapitre 5

Etude d'un régénérateur 3R

Ce chapitre a pour but de présenter une architecture originale de régénérateur optique 3R à base d'amplificateurs à semi-conducteurs. Celle-ci est constituée de deux convertisseurs en longueur d'onde en série : un miroir à boucle optique non-linéaire à base de SOA (NOLM-SOA) en configuration de réflexion et un double étage de SOA (DSSOA, pour Dual Stage of SOA). Cette association avait été proposée par Vincent Roncin au cours de ses travaux de thèse [1]. Ce dernier a donc étudié chacun des deux convertisseurs en longueur d'onde en termes de capacité régénérative. Cependant, leur association n'avait été que partiellement abordée. Celle-ci a donc fait l'objet des travaux de recherche présentés dans ce manuscrit.

Ainsi, dans un premier temps, le contexte et la problématique de cette étude sont expliqués. Puis, le principe de chaque convertisseur est décrit, s'appuyant sur quelques études numériques, et les dispositifs expérimentaux ainsi que leurs caractérisations sont présentés. Ensuite, l'association des deux éléments est étudiée et notamment testée et validée en tant que régénérateur 3R en configuration système via une expérience en boucle à recirculation à 10 Gbit/s. Enfin, une étude de la sensibilité du dispositif à la polarisation est présentée.

5.1 Contexte et problématique de l'étude

Comme nous l'avons vu aux chapitres 3 et 4, les fonctions optiques à base d'amplificateurs à semi-conducteurs sont très attractives pour la régénération tout-optique du signal. Parmi elles, les interféromètres apparaissent comme les plus performants car leurs fonctions caractéristiques sont généralement en forme de « S », permettant ainsi une réduction du bruit d'amplitude à la fois sur les symboles '1' et '0', comme nous l'avons expliqué au chapitre 2.

De nombreuses architectures, présentées au chapitre 3, ont ainsi été étudiées. Cependant, en 2000, date de début des travaux de recherche au laboratoire sur le dispositif considéré, peu d'entre elles avaient prouvé leurs capacités régénératives réelles, c'est-à-dire leur aptitude à favoriser des transmissions longue distance sans erreur. En effet, pour la plupart, leurs instabilités rendaient impossibles des études en configuration système, c'est-à-dire via l'insertion dans une boucle à recirculation. Or, comme nous l'avons expliqué au chapitre 2, seul ce test permet de vérifier qu'une fonction optique régénère ou non le signal.

Ainsi, pour mener à bien la réalisation et le test d'une fonction optique pour la régénération, le choix de l'interféromètre au cœur de la fonction s'est porté sur le miroir à boucle optique non-linéaire à base de SOA, ou NOLM-SOA. En effet, parmi les différentes architectures interférométriques à base de SOA existantes, seuls le NOLM-SOA et l'UNI* présentent une stabilité intrinsèque face aux perturbations extérieures puisque les deux ondes qui interfèrent parcourent une distance égale du fait de leur bras unique. Or, nous avons expliqué au

* Nous rappelons que ces architectures ont été décrites au chapitre 3.

chapitre 3 que les interférences dans l'UNI sont créées en exploitant les fortes biréfringences de fibres à maintien de polarisation*. Sa structure n'est donc pas compacte et difficilement compatible avec les exigences du marché des réseaux de télécommunication optique.

Un NOLM-SOA a donc été constitué au laboratoire. Pour accentuer sa stabilité et son efficacité du point de vue des interférences, il a été conçu à partir de fibres à maintien de polarisation*, comme préconisé par les conclusions des travaux de thèse de S. Bigo [79]. La sonde injectée est polarisée rectilignement suivant un des axes des fibres et sa polarisation est ainsi maintenue dans tout l'interféromètre. Cependant, utilisé en transmission, configuration usuelle d'après la littérature, l'interféromètre est apparu toujours très instable face aux fluctuations de phase. Il a donc été, dans notre cas, utilisé en réflexion, configuration qui présente une stabilité intrinsèque, comme nous l'expliquerons par la suite.

Cependant, cette fonction est un convertisseur en longueur d'onde, qui, de plus, inverse la polarité du fait de son utilisation en réflexion. Il doit obligatoirement être associé à un second convertisseur en longueur d'onde inversant la polarité pour constituer un régénérateur complet pouvant être inséré sur une ligne point-à-point. Le composant le plus simple réalisant ces deux fonctionnalités est le SOA en modulation croisée de gain. Cependant, comme nous l'avons vu au chapitre 3, le taux d'extinction obtenu en sortie est insuffisant. Ainsi, ne disposant pas d'un second NOLM-SOA, le choix s'est porté sur un double étage de SOA, c'est-à-dire une cascade de deux SOA, permettant d'inverser la polarité, convertir la longueur d'onde pour revenir à celle initiale, tout en offrant un excellent taux d'extinction.

5.2 NOLM-SOA en réflexion

Ce paragraphe a pour but d'expliquer le principe de fonctionnement de cet interféromètre par la description de son architecture, des équations fondamentales qui le gouvernent ainsi que quelques simulations de son comportement selon la configuration choisie (format des données en entrée, choix de ses paramètres, sorties en transmission ou en réflexion, ...). Puis, le dispositif expérimental est présenté et ses principaux réglages ainsi que les comportements explicités dans la partie théorique sont vérifiés. Enfin, quelques caractérisations du dispositif sont réalisées.

5.2.1 Principe de fonctionnement

5.2.1.1 Architecture et équations fondamentales

Les miroirs à boucle optique non-linéaire, plus communément appelés NOLM pour Nonlinear Optical Loop Mirror, sont des interféromètres basés sur la boucle de Sagnac [80, 81]. Nous décrirons ainsi tout d'abord l'interféromètre de Sagnac et les équations qui régissent son fonctionnement pour comprendre les principes de base de l'architecture des NOLM. Puis nous présenterons le NOLM-SOA.

Interféromètre de Sagnac

Une telle boucle est formée, comme on peut le voir sur la Figure 5.1, d'un guide dont les extrémités sont reliées à un coupleur. Si un signal optique, décrit par son champ E_i , est injecté dans un tel dispositif, il est divisé en deux ondes, dites co- et contra-propagatives (décrites respectivement par E_{co} et E_{contra}). Celles-ci se propagent en sens contraire dans la boucle, parcourant la même longueur de guide. Au niveau du coupleur, elles interfèrent, pouvant donner ainsi naissance à deux signaux en sortie : l'un réfléchi (E_R), l'autre transmis (E_T).

* Notons que ces fibres sont décrites dans l'Annexe C.

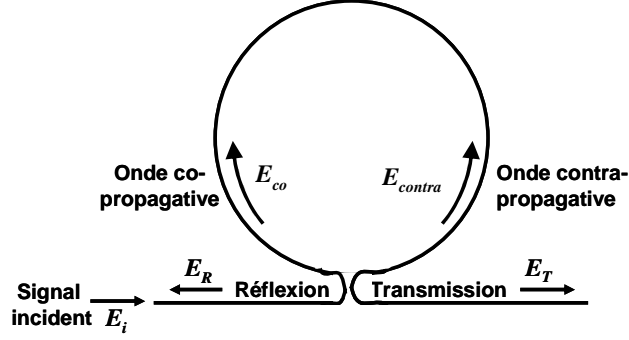


Figure 5.1 : Schéma de principe d'une boucle de Sagnac.

L'évolution des champs dans une telle boucle peut être décrite sous forme matricielle. Le NOLM-SOA expérimental utilisé étant à maintien de polarisation avec une sonde polarisée suivant l'un des axes propres du dispositif, les effets théoriques de polarisation seront négligés. Le passage du champ incident dans le coupleur se traduit ainsi par :

$$\begin{pmatrix} E_{co} \\ E_{contra} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-K} & i\sqrt{K} \\ i\sqrt{K} & \sqrt{1-K} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_i \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

où K représente le coefficient de couplage^{*}.

La propagation dans la boucle induit ensuite un déphasage ainsi qu'une atténuation pour chacun des deux champs co et contra-propagatifs. Cependant, dans le cas d'une boucle servant à un NOLM-SOA, la longueur est courte ; elle engendre donc seulement une atténuation négligeable et identique pour chaque onde^{**}.

Enfin, les deux champs co et contra-propagatifs passent à nouveau dans le coupleur, donnant en sortie les champs E_T et E_R . Nous avons alors la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} E_T \\ E_R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-K} & i\sqrt{K} \\ i\sqrt{K} & \sqrt{1-K} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{co} \\ E_{contra} \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

Ceci nous donne ainsi une relation exprimant les champs réfléchis et transmis en fonction du champ incident :

$$\begin{pmatrix} E_T \\ E_R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (1-2K) \\ 2i\sqrt{K(1-K)} \end{pmatrix} E_i \quad (5.3)$$

D'après cette formule, on peut voir que si le coefficient de couplage est $K = 0,5$, correspondant au cas d'un coupleur symétrique, le signal incident est totalement^{***} réfléchi et rien n'est transmis. L'interféromètre de Sagnac se comporte alors comme un miroir. Ceci explicite l'appellation de miroir à boucle optique non-linéaire dans le cas où une boucle de Sagnac à coupleur symétrique est associée à un élément non-linéaire.

^{*} Pour plus de simplicité les pertes du coupleur sont négligées.

^{**} Notons que, dans le cas d'une boucle de Sagnac utilisée pour réaliser un NOLM basé sur l'effet Kerr, l'action de la fibre n'est bien entendu plus négligeable puisqu'elle est l'origine du déphasage non-linéaire par effet Kerr.

^{***} Dans le cas où les pertes du dispositif ne sont pas négligées, le signal n'est pas totalement réfléchi par la boucle de Sagnac puisqu'il subit des pertes. Cependant, aucune partie du signal n'est transmise.

NOLM-SOA

Le miroir à boucle optique non-linéaire composé d'un amplificateur optique à semi-conducteurs (NOLM-SOA) est ainsi formé d'une boucle de Sagnac à coupleur symétrique dans laquelle est inséré un SOA [82]. Son schéma de principe est représenté sur la Figure 5.2.

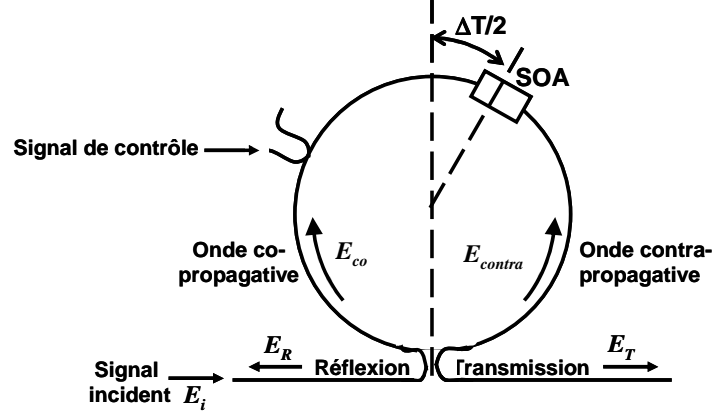


Figure 5.2 : Schéma de principe du NOLM-SOA.

L'insertion d'un SOA dans la boucle permet de créer un déphasage non-linéaire subi par les deux ondes co et contra-propagatives et ainsi de modifier les interférences au niveau du coupleur. En effet, comme nous l'avons déjà évoqué au paragraphe 4.1.2 du chapitre 4, une modulation du gain du SOA entraîne une modulation de la phase des signaux qui le traverse. D'après l'intégration de l'équation (b) du système (4.7), on a en effet :

$$\varphi = -\frac{\alpha}{2} \ln(G) \quad (5.4)$$

où, nous le rappelons, α est le coefficient de couplage phase/amplitude ou coefficient de Henry dans les structures semi-conductrices [56].

La modulation du SOA peut être provoquée de différentes manières [82]. Dans notre cas, elle est générée par un signal dit « de contrôle » injecté dans l'interféromètre par un coupleur du même nom, comme on peut le voir sur la figure précédente. Le NOLM-SOA ayant cette configuration fonctionne ainsi en modulation croisée. Dans le cas d'une conversion de longueur d'onde ou d'une régénération tout-optique du signal, les données portant l'information constituent le signal de contrôle et le signal incident est un signal continu, dans le cas 2R, ou une horloge optique, dans le cas 3R, à une longueur d'onde différente du signal de données.

Pour décrire les modifications que peuvent subir les champs co et contra-propagatifs à leur traversée du SOA, on peut introduire les gains complexes vus par ces champs. Ces gains s'expriment ainsi en fonction des amplifications, symbolisées par les notations G_{co} et G_{contra} , et des déphasages, φ_{co} et φ_{contra} , subies par les deux ondes [82], comme le montrent les formules suivantes :

$$\begin{cases} G_{co}^{complexe} = \sqrt{G_{co}} \exp(-i\varphi_{co}) \\ G_{contra}^{complexe} = \sqrt{G_{contra}} \exp(-i\varphi_{contra}) \end{cases} \quad (5.5)$$

Ainsi, en réutilisant le même formalisme matriciel que pour l'évolution dans la boucle de Sagnac et en y insérant la contribution du SOA, on obtient^{*} :

$$\begin{pmatrix} E_T \\ E_R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-K} & i\sqrt{K} \\ i\sqrt{K} & \sqrt{1-K} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sqrt{G_{co}} \cdot e^{-i\varphi_{co}} & 0 \\ 0 & \sqrt{G_{contra}} \cdot e^{-i\varphi_{contra}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sqrt{1-K} & i\sqrt{K} \\ i\sqrt{K} & \sqrt{1-K} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_i \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

$$= \begin{pmatrix} (1-K)E_i\sqrt{G_{co}} \cdot e^{-i\varphi_{co}} - KE_i\sqrt{G_{contra}} \cdot e^{-i\varphi_{contra}} \\ i\sqrt{K(1-K)}E_i \left[\sqrt{G_{co}} \cdot e^{-i\varphi_{co}} + \sqrt{G_{contra}} \cdot e^{-i\varphi_{contra}} \right] \end{pmatrix}$$

On peut alors, à partir de ces champs, exprimer les puissances des signaux en sortie transmission et réflexion en fonction de la puissance du signal en entrée. On obtient ainsi :

$$\begin{cases} P_T = (1-K)^2 P_i \cdot G_{co} + K^2 P_i \cdot G_{contra} - 2K(1-K)P_i \sqrt{G_{co} \cdot G_{contra}} \cos(\varphi_{co} - \varphi_{contra}) \\ P_R = K(1-K)P_i (G_{co} + G_{contra} + 2\sqrt{G_{co} \cdot G_{contra}} \cos(\varphi_{co} - \varphi_{contra})) \end{cases} \quad (5.7)$$

Il convient alors [82], par souci de simplification, de factoriser ces expressions par le gain vu par l'onde co-propagative^{**}. Ceci permet, a fortiori, d'introduire deux grandeurs^{***} caractéristiques du NOLM :

- le rapport entre les deux gains rencontrés par chacune des ondes : $\Delta G = \frac{G_{contra}}{G_{co}}$
- le déphasage entre ces deux ondes : $\Delta\varphi = \varphi_{co} - \varphi_{contra}$

Les puissances transmise et réfléchiée s'expriment alors comme :

$$\begin{cases} P_T = P_i \cdot G_{co} \left[(1-K)^2 + K^2 \Delta G - 2K(1-K)\sqrt{\Delta G} \cos(\Delta\varphi) \right] \\ P_R = K(1-K) \cdot P_i \cdot G_{co} \left(1 + \Delta G + 2\sqrt{\Delta G} \cos(\Delta\varphi) \right) \end{cases} \quad (5.8)$$

Ces deux expressions ont été utilisées lors des simulations des comportements du NOLM-SOA dans le paragraphe suivant.

5.2.1.2 Principaux comportements dynamiques du NOLM-SOA

Ce paragraphe a pour but d'expliquer, via des simulations numériques, le fonctionnement du NOLM-SOA, c'est-à-dire son comportement en réponse à un signal de contrôle modulé. En effet, comme nous l'avons expliqué précédemment, les données sont injectées dans le NOLM-SOA via un coupleur de contrôle dans le but de moduler le gain du SOA et ainsi de faire fonctionner l'interféromètre. C'est donc le comportement dynamique du NOLM-SOA qui est étudié dans ce paragraphe.

^{*} Comme nous l'avons expliqué au paragraphe précédent, le coupleur doit être symétrique ce qui entraîne un coefficient de couplage idéal $K=0,5$. Or, ce couplage idéal étant difficile à assurer expérimentalement, nous avons choisi de garder la notation générale.

^{**} Nous pouvons remarquer qu'ici, ainsi que dans nos simulations, nous avons préféré factoriser par le gain vu par l'onde co-propagative puisque celui-ci est le plus couramment étudié et connu dans le SOA. Cependant, il est tout à fait possible de factoriser par le gain vu par la sonde contra-propagative ; dans ce cas, le rapport ΔG , défini dans la suite et qui découle de la factorisation, est inversé.

^{***} Ces deux grandeurs sont bien évidemment liées par le coefficient de Henry : $\Delta\varphi = \frac{\alpha}{2} \ln(\Delta G)$

Modèles numériques et équations utilisés

Les simulations numériques du NOLM-SOA ont été réalisées simplement par calcul des deux expressions du système (5.8). La modélisation du gain du SOA a été effectuée à partir des deux modèles décrits au paragraphe 4.1.2. Le modèle « simple » [53] a permis d'expliquer le fonctionnement théorique de l'interféromètre en réponse à une impulsion ou des séquences RZ et NRZ. Puis, pour décrire de manière plus réelle le comportement du NOLM-SOA, nous avons privilégié l'utilisation du modèle « complet » [54].

Pour le calcul des phases des ondes co et contra-propagatives, nous avons utilisé la formule (5.4) avec un coefficient α fixé à 5 ainsi que les modèles de simulation du gain. Notons cependant que, malgré le fait que le modèle « complet » réalise un découpage longitudinal du SOA en petites sections où le gain y est progressivement calculé, le calcul de la phase a , quant à lui, toujours été effectué de façon globale pour tout l'ensemble du SOA. En effet, dans chacune des sections du SOA, seuls le gain matériau et la densité de porteurs sont recalculés par le modèle mais pas le coefficient de gain différentiel* ou l'indice de réfraction. Or, ceux sont ces paramètres qui permettent de décrire correctement la déviation en fréquence instantanée et en phase du signal traversant l'amplificateur [83, 84]. Les résultats obtenus décrivent cependant qualitativement très bien le comportement du NOLM-SOA.

Fonctionnement de base du NOLM-SOA

Notons tout d'abord que lorsque les gains vus par les ondes co et contra-propagatives sont identiques, c'est-à-dire $\Delta G=1$, alors $\Delta\phi=0$ et les équations (5.8) deviennent :

$$\begin{cases} P_T = P_i \cdot G_{co} \left[(1-K)^2 + K^2 - 2K(1-K) \right] = P_i \cdot G_{co} (1-2K)^2 \\ P_R = K(1-K) \cdot P_i \cdot G_{co} (1+1+2) = 4K(1-K) \cdot P_i \cdot G_{co} \end{cases} \quad (5.9)$$

Ceci signifie que le NOLM-SOA fonctionne alors comme une simple boucle de Sagnac à coupleur symétrique, c'est-à-dire idéalement comme un miroir**. Le SOA n'introduit alors aucun déphasage dans l'interféromètre.

Ainsi, pour créer un déphasage entre les ondes co et contra-propagatives, il est nécessaire d'introduire une différence entre les gains perçus par ces deux ondes. Pour cela, le gain est modulé par le signal de contrôle et le SOA est décentré dans la boucle, comme schématisé sur la Figure 5.2. Le décalage du SOA induit un décalage temporel, égal à ΔT (soit deux fois le temps de propagation entre le SOA et le milieu de la boucle), entre les modifications des deux ondes par le gain modulé du SOA. Cette modulation est en effet vue de manière identique par les deux ondes co et contra-propagatives qui sont toujours présentes dans le SOA***. Seul le temps de propagation de ces ondes après modification jusqu'au coupleur de sortie est différent, du fait du décalage du SOA dans la boucle. Le chronogramme de la Figure 5.3 schématise l'évolution des ondes co et contra-propagatives dans le NOLM-SOA ainsi que leur modification par le gain du SOA modulé par une impulsion de contrôle. Notons que sur ce schéma, T_b désigne le temps nécessaire à une onde pour parcourir la boucle de Sagnac.

* Nous rappelons que le coefficient de gain différentiel est noté « a » dans les équations du paragraphe 4.1.2 et qu'il désigne la dérivée du gain matériau en fonction de la densité de porteurs.

** Pour s'en convaincre, il suffit de comparer ces équations à celles (5.3) de la boucle de Sagnac.

*** Nous tenons à faire remarquer que ce fonctionnement est différent de celui du TOAD, pour Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer, utilisé pour le démultiplexage temporel et basé sur la même architecture. En effet, dans le cas du TOAD, le signal de sonde est obligatoirement impulsionnel et l'impulsion de contrôle est réglée pour traverser le SOA entre les deux impulsions de sonde co et contra-propagatives. Le gain modulé n'est donc rencontré que par une seule des deux ondes.

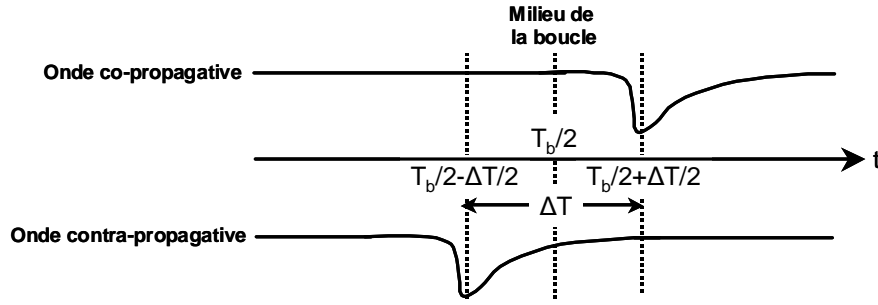


Figure 5.3 : Chronogramme décrivant l'évolution et la modification des ondes co et contra-propagatives dans le NOLM-SOA.

Ce chronogramme permet de comprendre que, même si les ondes co et contra-propagatives sont toutes deux présentes dans le SOA au moment de la modulation du gain par l'impulsion de contrôle, et qu'ainsi elles subissent la même modulation, le décalage du SOA dans la boucle induit un retard entre leurs arrivées au niveau du coupleur où elles interfèrent. Dans le cas des figures 5.2 et 5.3*, l'onde co-propagative modulée atteint la première le coupleur de sortie et y interfère avec l'onde contra-propagative non modifiée. Puis l'onde contra-propagative modulée, traversant le coupleur, y interfère avec une partie de l'onde co-propagative non modifiée. Ceci induit donc un déphasage entre les ondes comme ceux reportés sur la Figure 5.4.

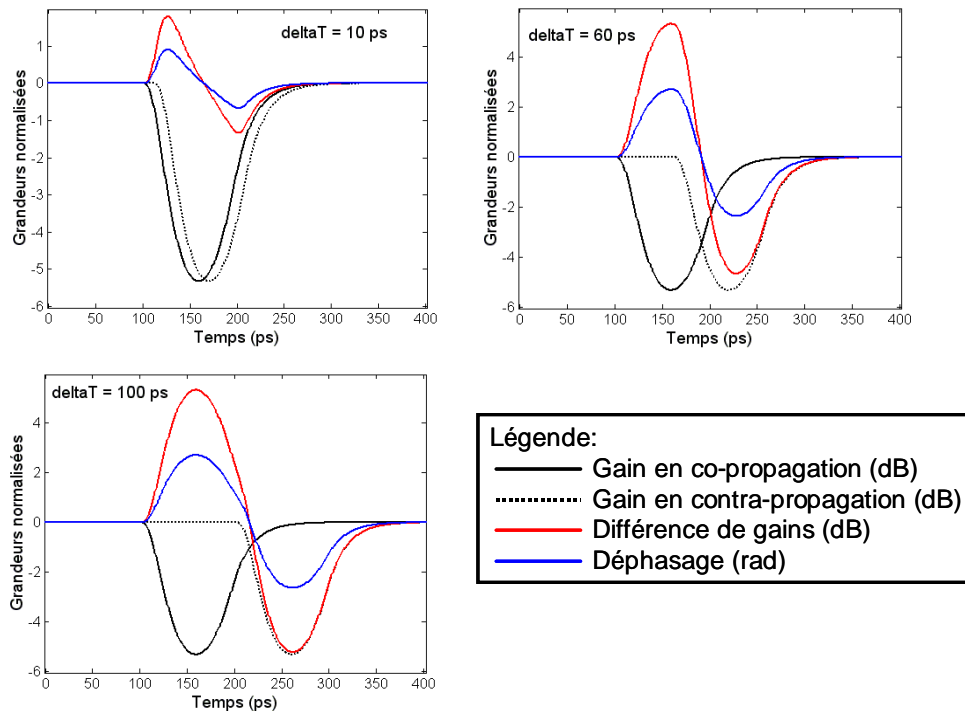


Figure 5.4 : Etude numérique du lien entre la différence (en dB) des gains vus par les ondes co et contra-propagatives et leur déphasage, pour trois décalages du SOA dans la boucle : 10 ps, 60 ps et 100 ps.

Ces courbes ont été obtenues par simulation via le modèle « simple » du SOA en réponse à une impulsion de 50 ps de largeur à mi-hauteur et de forme cosinusoidale, correspondant à la

* Ce chronogramme est en accord avec le schéma de la Figure 5.2, c'est-à-dire que l'onde contra-propagative est en avance par rapport à l'onde co-propagative. Or, l'inverse peut se produire si le SOA est placé de l'autre côté de la boucle. Nous verrons, lors des caractérisations du dispositif, la différence que cela peut induire.

réponse d'un modulateur Mach-Zehnder. Les paramètres du SOA ont été choisis comme décrit au paragraphe 4.1.2.1, c'est-à-dire soit fixés aux valeurs usuelles regroupées dans le Tableau II-1 du chapitre 4, soit déterminés via la comparaison aux résultats expérimentaux obtenus avec un SOA ayant un temps de récupération du gain de 90 ps.

D'après cette étude, on voit que le décalage du SOA dans la boucle, provoquant le décalage temporel des deux ondes modifiées qui interfèrent, induit un déphasage entre celles-ci plus ou moins important selon la valeur de ΔT .

La conséquence de ce déphasage est l'ouverture du NOLM-SOA en transmission* et la modification de la réponse en réflexion, comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.5.

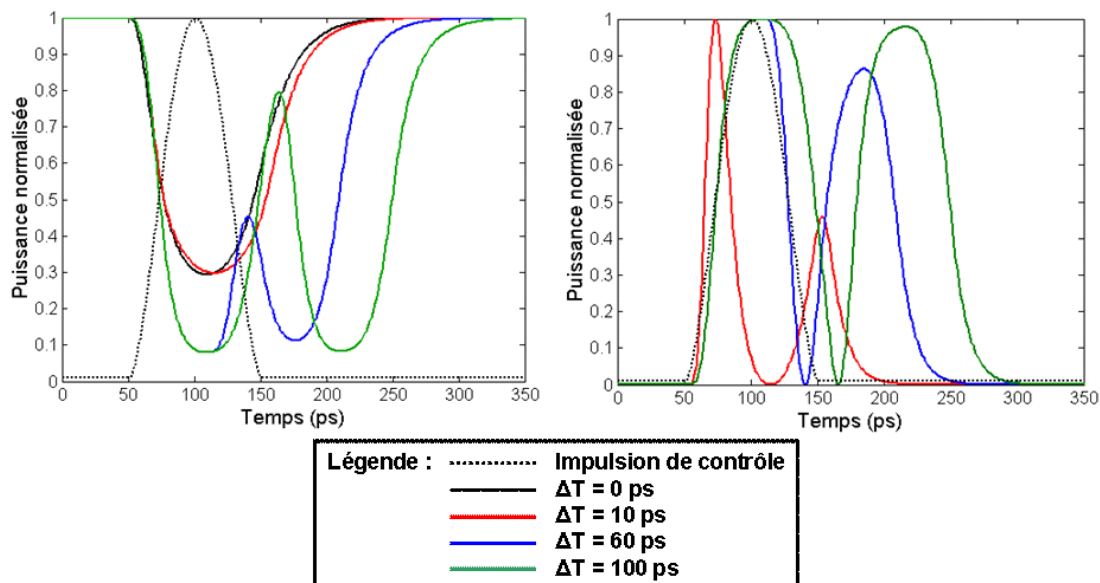


Figure 5.5 : Étude numérique de l'influence du décalage du SOA sur les sorties réflexion et transmission.
À gauche : pour la sortie réflexion du NOLM-SOA ; à droite : pour la sortie transmission

Concernant le comportement du NOLM-SOA en transmission (courbes de droite), on peut observer une ouverture de l'interféromètre dès que $\Delta T \neq 0$. En général, deux fenêtres apparaissent dans la fonction réponse temporelle. Lorsque ΔT est faible, l'une des fenêtres est prédominante et lorsque ΔT augmente, la seconde fenêtre devient de plus en plus importante. On distingue alors deux dissymétries, dites « faible » et « forte » selon la valeur de ΔT [81]. Si celui-ci est inférieur à la largeur à mi-hauteur de l'impulsion de sonde inversée par compression de gain, valeur qui dépend de la largeur à mi-hauteur de l'impulsion de contrôle et de la récupération du gain du SOA**, la dissymétrie est faible et si ΔT est supérieur à cette valeur, la dissymétrie est forte.

Notons, pour plus de précision, que plusieurs études ont été réalisées pour comprendre la forme des fenêtres de transmission des NOLM en général et du NOLM-SOA en particulier [81, 85]. Ces études ont montré que celle-ci est liée à la largeur à mi-hauteur de l'impulsion de contrôle, au retard ΔT ainsi qu'à la longueur du SOA***.

* Cette ouverture est totale lorsque le déphasage entre les deux ondes atteint la valeur de π .

** En théorie, on considère que lorsque le temps de récupération du gain est très lent, la deuxième fenêtre disparaît complètement [81]. Or, ceci est rarement possible en pratique.

*** Ceci n'apparaît pas sur nos courbes de la Figure 5.5 car notre modèle ne tient pas compte de la longueur du SOA. De plus, dans notre cas, puisque le temps de récupération du gain est relativement court, la forme de la fenêtre dépend également de celui-ci et de la forme de compression du gain.

Dans le cas de la sortie réflexion (courbes de gauche), nous pouvons également remarquer les deux cas de dissymétrie. Cependant, nous pouvons constater que la double fenêtre n'apparaît alors que dans le cas d'une forte dissymétrie.

La Figure 5.6 montre l'évolution du signal en sortie réflexion pour différents retards ΔT dans le cas d'une faible dissymétrie.

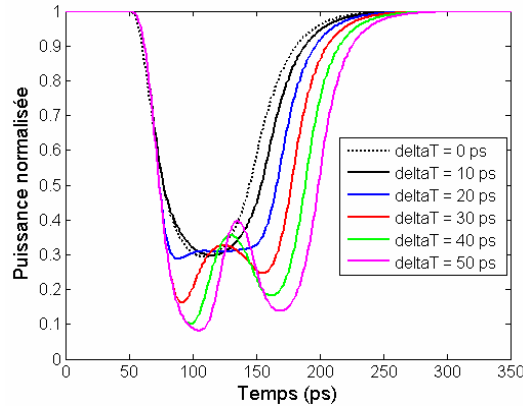


Figure 5.6 : Etude numérique du signal en sortie réflexion pour différents retards ΔT dans le cas d'une faible dissymétrie.

Cette figure confirme que la double fenêtre apparaît en réflexion pour un décalage ΔT beaucoup plus important qu'en transmission. Plus ΔT augmente, plus la fenêtre, correspondant à l'origine à la compression de gain, s'élargit temporellement puis se dédouble.

Ces observations laissent entrevoir qu'un fonctionnement 2R du NOLM-SOA en transmission semble compromis du fait de l'apparition des deux fenêtres et donc d'une modification de la forme du signal. Par contre, en réflexion, même si le signal sort inversé, l'information semble pouvoir être conservée. En fonctionnement 3R, les deux configurations (réflexion et transmission) s'avèrent possibles. L'étude suivante décrit plus précisément les différents fonctionnements en réponse à des signaux de contrôle aux formats NRZ et RZ.

Fonctionnement 2R et 3R en réponse à des séquences NRZ ou RZ

L'étude présentée ici a pour but de montrer le comportement d'un NOLM-SOA en réponse à un signal de contrôle portant des données codées aux formats NRZ et RZ. Les cas d'utilisation d'une sonde continue (2R) ou d'une horloge optique (3R) sont traités pour chaque format. Cette étude a uniquement pour but de décrire rapidement le fonctionnement du NOLM-SOA pour les applications visées dans ces travaux de thèse*.

Dans les simulations suivantes, la modélisation du SOA est similaire à celle de l'étude précédente. La puissance du signal de contrôle a toujours été choisie de manière à compresser le gain du SOA de 5 dB pour atteindre le contraste maximal de l'interféromètre**. De plus, cette compression de 5 dB correspond à la valeur maximale pouvant être atteinte sans conversion du format RZ en NRZ quand le débit est de 10 Gbit/s, c'est-à-dire compatible avec le temps de récupération du gain des SOA utilisés en expérience (de l'ordre de 90 ps). Enfin, le retard ΔT est fixé à 20 ps ce qui permet l'ouverture de la fenêtre de transmission ou l'élargissement de celle en réflexion sans création d'un dédoublement de ces fenêtres.

* L'étude numérique des capacités régénératives du NOLM-SOA n'est pas traitée dans ce manuscrit puisqu'elle a été préalablement présentée par V. Roncin au chapitre 3 (p 152-159) de son manuscrit [1].

** En effet, cette valeur de taux de compression correspond, d'après le facteur de couplage phase-amplitude des SOA utilisés en expérience, à la différence de gain entre les ondes co et contra-propagatives entraînant un déphasage de π .

Dans le cas 3R, l'horloge optique est constituée d'impulsions de forme sécante hyperbolique de 30 ps de largeur à mi-hauteur.

Cas 2R/format NRZ

La Figure 5.7 présente le fonctionnement du NOLM-SOA en réponse à une séquence NRZ pour un signal de sonde continu.

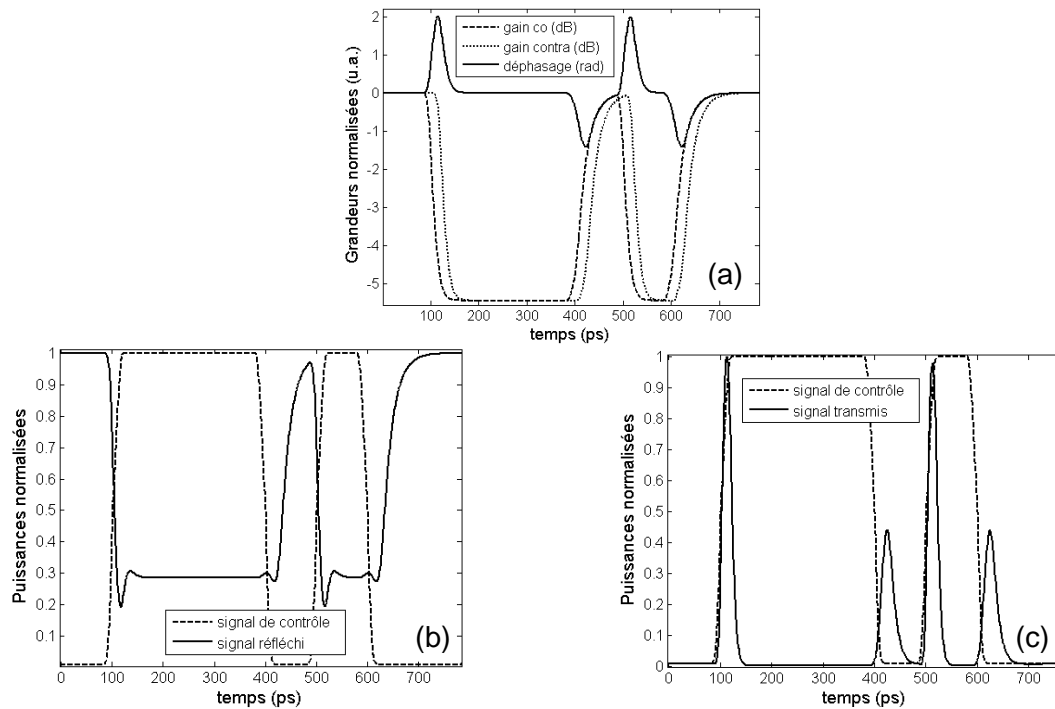


Figure 5.7 : Etude numérique du fonctionnement du NOLM-SOA en configuration 2R/NRZ.

(a) : Influence du décalage des ondes sur le déphasage ; (b) : Signal en réflexion ; (c) : Signal en transmission

Sur la Figure 5.7(a), on voit très clairement que, dans le cas d'un signal de contrôle modulé NRZ, une variation du déphasage entre les ondes co et contra-propagatives dû au décalage du SOA dans la boucle apparaît à chaque changement de valeur de symbole (passage d'un '0' à un '1' et inversement).

Ceci a peu de conséquence sur le signal en sortie réflexion, visible sur la Figure 5.7(b), puisque cela n'engendre qu'un léger effet de phase en début et fin d'une série de symboles '0'. Par contre, l'effet est dramatique pour la sortie transmission, puisque, comme on peut le voir sur la Figure 5.7(c), l'information est alors perdue du fait de la forme du signal.

Cas 2R/format RZ

La Figure 5.8 présente le fonctionnement du NOLM-SOA en réponse à une séquence RZ pour un signal de sonde continu.

Ces courbes montrent que dans cette configuration, le temps de récupération du gain du SOA est une valeur critique puisqu'elle peut induire des problèmes d'interférences entre symboles, comme on le voit clairement sur les Figure 5.8 (a) et (b). En transmission, ce paramètre est également critique puisqu'on peut voir sur la Figure 5.8 (c) que le second symbole '1' en entrée est fortement dégradé en sortie. Ceci est dû au fait que, lorsque deux symboles '1' se succèdent, la fenêtre principale du second est altérée par la fenêtre secondaire du premier.

L'utilisation du NOLM-SOA en configuration 2R/RZ serait donc plutôt favorable dans un cas de conversion de format RZ vers NRZ en utilisant la sortie réflexion.

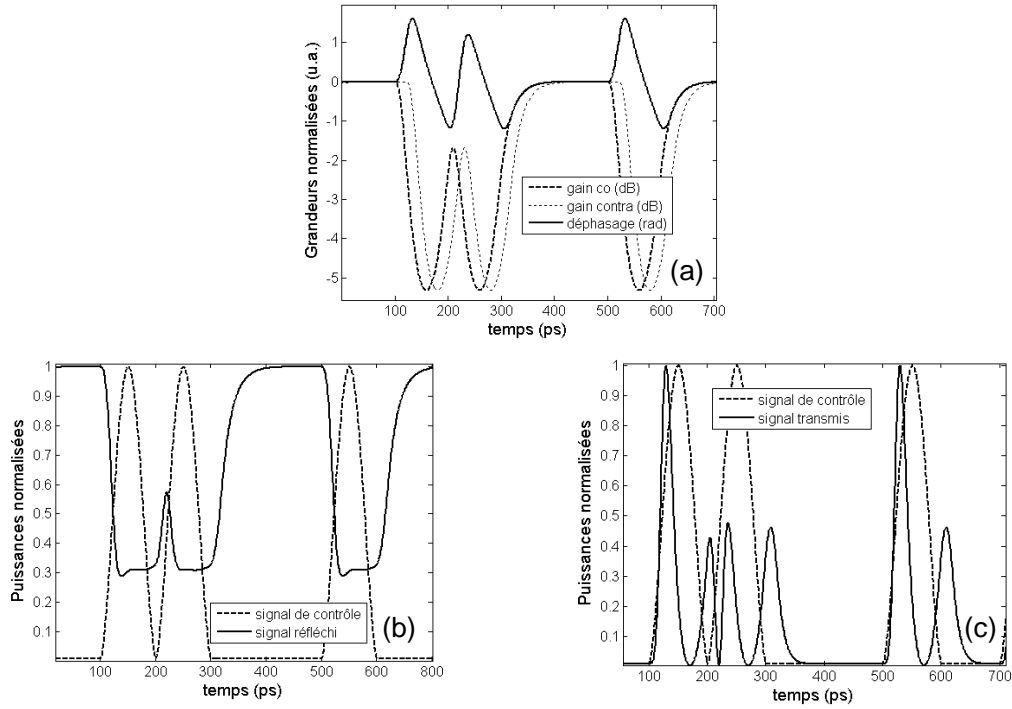


Figure 5.8 : Etude numérique du fonctionnement du NOLM-SOA en configuration 2R/RZ.
 (a) : Influence du décalage des ondes sur le déphasage ; (b) : Signal en réflexion ; (c) : Signal en transmission

Cas 3R/format NRZ

Bien que cette configuration induise obligatoirement un changement de format, elle peut cependant être adaptée à certaines applications. Dans le cas du NOLM-SOA, seul l'utilisation en réflexion est cependant exploitable puisque nous avons montré, dans le cas 2R/format NRZ, que l'information NRZ est perdue lors d'une utilisation en transmission. Ainsi seul le comportement en réflexion a été étudié dans ce paragraphe. La Figure 5.9 en présente le résultat.

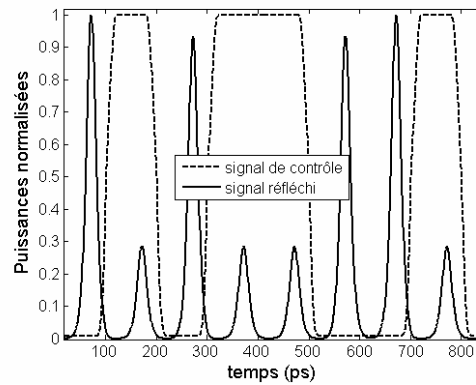


Figure 5.9 : Etude numérique du fonctionnement du NOLM-SOA en réflexion, configuration 3R/NRZ.

Cette figure montre qu'il est possible de convertir un signal du format NRZ vers le format RZ grâce à une utilisation d'un NOLM-SOA en configuration réflexion et fonctionnement 3R. Cependant, elle met en évidence que pour que le taux d'extinction du signal en sortie soit suffisant, il faut que la compression de gain du SOA soit maximale. Notons qu'ici, la compression du gain n'a pas été optimisée, l'étude de son impact sur le fonctionnement du NOLM-SOA faisant l'objet d'une étude dans la suite.

Cas 3R/format RZ

La Figure 5.10 présente le fonctionnement 3R du NOLM-SOA en réponse à une séquence RZ et montre que cette fonction semble relativement adaptée à cette configuration.

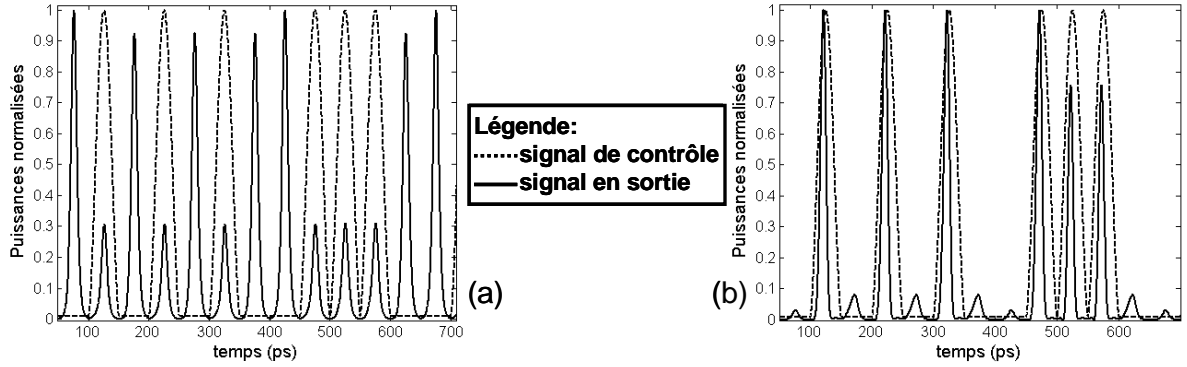


Figure 5.10 : Etude du fonctionnement du NOLM-SOA en configuration 3R/RZ.

(a) : Configuration réflexion ; (b) : Configuration transmission.

Si nous comparons les configurations en réflexion et transmission, respectivement les figures (a) et (b), nous voyons que le taux d'extinction est la principale limite de la configuration réflexion alors que le phénomène d'interférences entre symboles, ou « patterning » est celle de la transmission. En effet, de même que dans le cas 3R/NRZ, l'efficacité du NOLM-SOA en réflexion est surtout imposée par le taux de compression du SOA, sachant que celui-ci n'est toujours pas optimisé pour cette étude. Par contre, les fluctuations d'amplitude sont minimales sur les deux types de symboles. A l'inverse le taux d'extinction en transmission est très élevé alors que l'on peut voir des fluctuations d'amplitude sur la série des 3 derniers symboles '1'.

Ces études numériques ont ainsi montré que le NOLM-SOA utilisé en transmission est incompatible avec le format NRZ. De plus, quel que soit le format ou le choix du port de sortie, le fonctionnement 2R apparaît compromis à moins de travailler en conversion de format RZ vers NRZ avec une utilisation en réflexion. Enfin, ces études permettent également de mettre en évidence la dépendance du NOLM-SOA au temps de récupération du gain du SOA qui peut être pénalisant pour l'accès aux hauts débits.

Ces résultats, obtenus par le modèle « simple » du SOA, ont donc permis d'appréhender le fonctionnement du NOLM-SOA. Quelques études numériques à partir du modèle « complet », présentées dans le paragraphe suivant, vont permettre de mettre en évidence l'importance des différents paramètres de réglages de l'interféromètre.

Comportement réel : influence du triplet de paramètres $\{\Delta T, P_{\text{contrôle}}, P_{\text{sonde}}\}$

Les études menées dans ce paragraphe, à partir du modèle « complet » du SOA, ont pour but de montrer tous les paramètres qui jouent un rôle dans le fonctionnement du NOLM-SOA, en plus du décalage ΔT . En effet, dans les premières études numériques de ce chapitre, seule cette grandeur a été modifiée. Or, comme nous l'avons vu lors de l'analyse du comportement du NOLM-SOA en réponse aux formats RZ et NRZ, le taux de compression du gain est également un paramètre important. Celui-ci étant essentiellement dépendant des puissances de signaux de contrôle et de sonde, l'influence de ces deux paramètres est ici étudiée.

La première étude menée consiste à analyser l'impact de la puissance de l'impulsion de contrôle sur le dispositif. La Figure 5.11 montre les résultats obtenus en sortie transmission et réflexion pour différentes puissances de contrôle, dans le cas d'un décalage ΔT de 20 ps et d'une puissance de sonde de -35 dBm (non saturante).

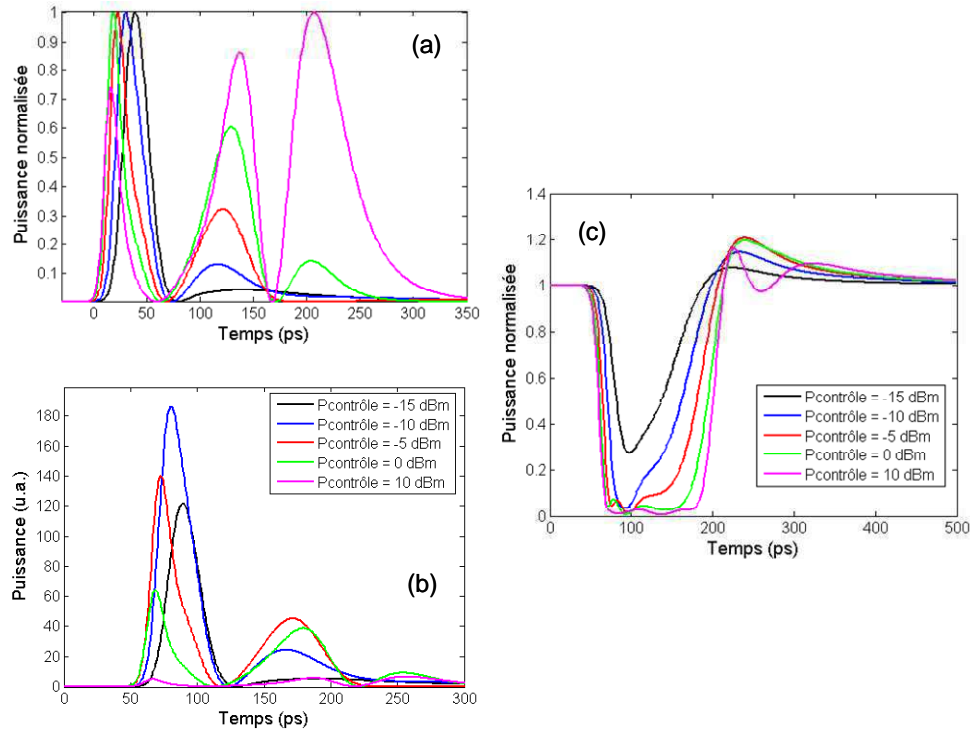


Figure 5.11 : Etude numérique de l'influence de la puissance de l'impulsion de contrôle sur le fonctionnement du NOLM-SOA ($\Delta T = 20$ ps et $P_{\text{sonde}} = -35$ dBm).
(a) : Sortie transmission normalisée ; (b) : Sortie transmission ; (c) : Sortie réflexion

La Figure 5.11(a) montre très clairement que l'impact du déphasage imposé par le décalage du SOA dans la boucle peut être exacerbé en augmentant la puissance de l'impulsion de contrôle. En effet, on voit sur cette figure, qu'avec un décalage de seulement 20 ps, il est possible d'ouvrir largement la seconde fenêtre de transmission, voire d'en créer une troisième en augmentant la puissance de l'impulsion de contrôle et donc la compression du SOA.

Cet effet est également visible en réflexion, sur la Figure 5.11(c), où l'on voit que la fenêtre d'échantillonnage peut largement s'élargir sans augmenter le décalage du SOA.

Enfin, la Figure 5.11(b) a été tracée pour montrer que les fenêtres secondaires (voire tertiaires) qui apparaissent en transmission sur la Figure 5.11(a) peuvent exister mais seulement dans des cas où la puissance du signal en sortie est trop faible pour que le signal soit exploitable. En effet, dans ces cas, le SOA est trop comprimé et le niveau du signal de sonde en sortie est alors trop faible. Cette remarque permet de mettre en évidence le fait que la puissance du signal de sonde est également un paramètre important.

L'étude suivante consiste donc à analyser l'impact de la puissance de sonde sur le dispositif. La Figure 5.12 montre les résultats obtenus en sortie transmission et réflexion dans le cas d'un décalage ΔT de 20 ps et d'une puissance de contrôle de 5 dBm.

Les Figure 5.12 (a) et (b) permettent de montrer que, dans le cas de la transmission, plus la puissance de sonde est importante, plus le signal en sortie possède une fenêtre de transmission principale dominante. Ainsi, il peut être utile en transmission de maximiser la puissance de sonde.

Par contre, en réflexion, il semble, selon la Figure 5.12(c), que l'augmentation de la puissance de sonde altère l'ouverture de la porte. Or, ceci est logique car le fonctionnement du NOLM-SOA en réflexion est intimement lié à celui du SOA et à sa compression de gain. Ainsi, l'augmentation du signal de sonde permet une meilleure récupération du gain mais fait globalement chuter le niveau de celui-ci et ainsi diminue sa compression*. Ainsi, dans le cas d'un

* Ceci est expliqué plus en détails dans le 6.1.1 du chapitre 6.

travail en réflexion, il est nécessaire de trouver un compromis sur la puissance de sonde pour optimiser à la fois la détection du signal en sortie, la compression du gain du SOA et sa récupération.

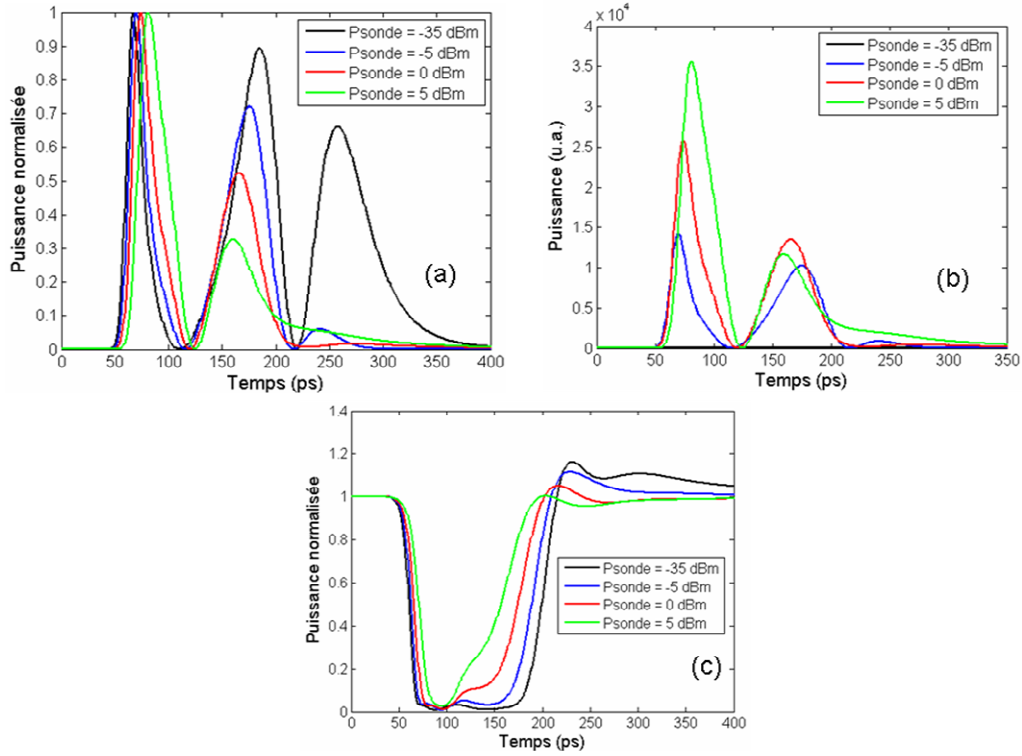


Figure 5.12 : Etude numérique de l'influence de la puissance de sonde sur le fonctionnement du NOLM-SOA ($\Delta T = 20$ ps et $P_{\text{contrôle}} = 5$ dBm).

(a) : Sortie transmission normalisée ; (b) : Sortie transmission ; (c) : Sortie réflexion

Or, si les puissances des signaux de pompe (signal de contrôle) et de sonde sont imposées par l'optimisation du SOA, il est alors possible d'adapter le décalage ΔT , tout en restant en configuration de faible dissymétrie pour éviter au maximum la création d'une double fenêtre dans la fonction de réponse temporelle. La troisième étude montre ainsi l'influence du paramètre ΔT en lien avec celles des puissances de contrôle et de sonde.

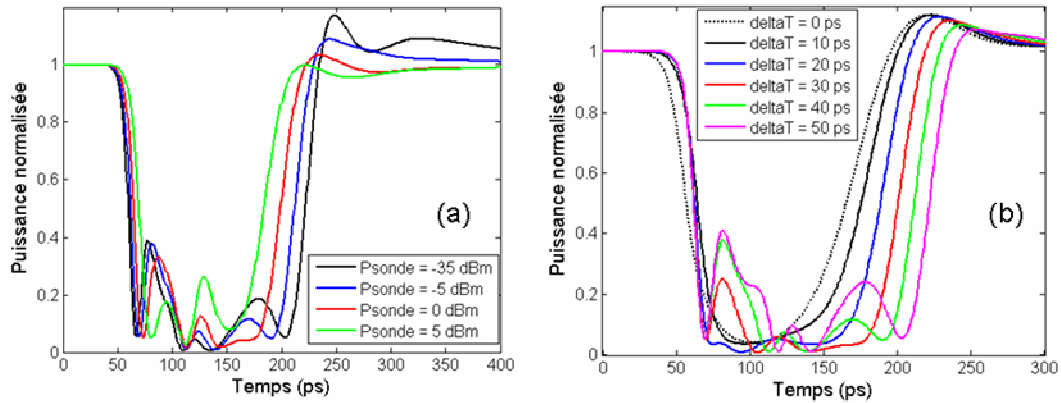


Figure 5.13 : Etude de l'influence du décalage du SOA dans la boucle, symbolisée par ΔT .

(a) : Sortie réflexion pour différentes puissances de sonde et un retard de 40 ps ;

(b) : Sortie réflexion pour différentes valeurs de ΔT quand $P_{\text{contrôle}} = 5$ dBm et $P_{\text{sonde}} = -5$ dBm.

La Figure 5.13(a) présente les résultats obtenus pour la même configuration que la Figure 5.12(c) mais cette fois-ci pour un retard de 40 ps au lieu de 20 ps. Or, on voit que, dans ce cas (40 ps), l'ouverture de la fenêtre en réflexion est toujours maximale, tant du point de vue de sa largeur temporelle que de son amplitude, c'est-à-dire du taux d'extinction. Ainsi, cette figure nous montre que l'augmentation du paramètre ΔT peut permettre de compenser la diminution des effets de phase entraînés par des valeurs inadaptées de puissances de contrôle et de sonde.

De plus, la Figure 5.13(b) permet de rappeler plus particulièrement l'influence de ce paramètre sur la forme de la fenêtre en réflexion. Ces résultats ont été obtenus pour une puissance de sonde de -5 dBm et d'impulsion de contrôle de 5 dBm.

Ces deux figures permettent de montrer que l'augmentation du paramètre ΔT accentue la largeur de la fenêtre en réflexion. Cependant, elle engendre également l'apparition et l'augmentation de fluctuations pouvant être rédhibitoires.

D'après ces études, on peut voir que le fonctionnement du NOLM-SOA est gouverné par le choix des valeurs du triplet $\{\Delta T, P_{\text{contrôle}}, P_{\text{sonde}}\}$. Ainsi, a priori, plusieurs points de fonctionnement équivalents peuvent être trouvés pour des valeurs différentes de ce triplet. Nous tenons à signaler que ceci a été observé expérimentalement lors de l'utilisation de l'interféromètre du laboratoire.

Enfin, le modèle « complet » du SOA permet de montrer que, à cause des différences de formes dynamiques des gains vus par les ondes co et contra-propagatives, et notamment de leurs compressions, ainsi qu'à cause de la présence du phénomène de surgain, ou « overshoot » en anglais [55], il est quasiment impossible de fermer totalement le NOLM-SOA en transmission, même en imposant $\Delta T=0$. La Figure 5.14 illustre ce propos.

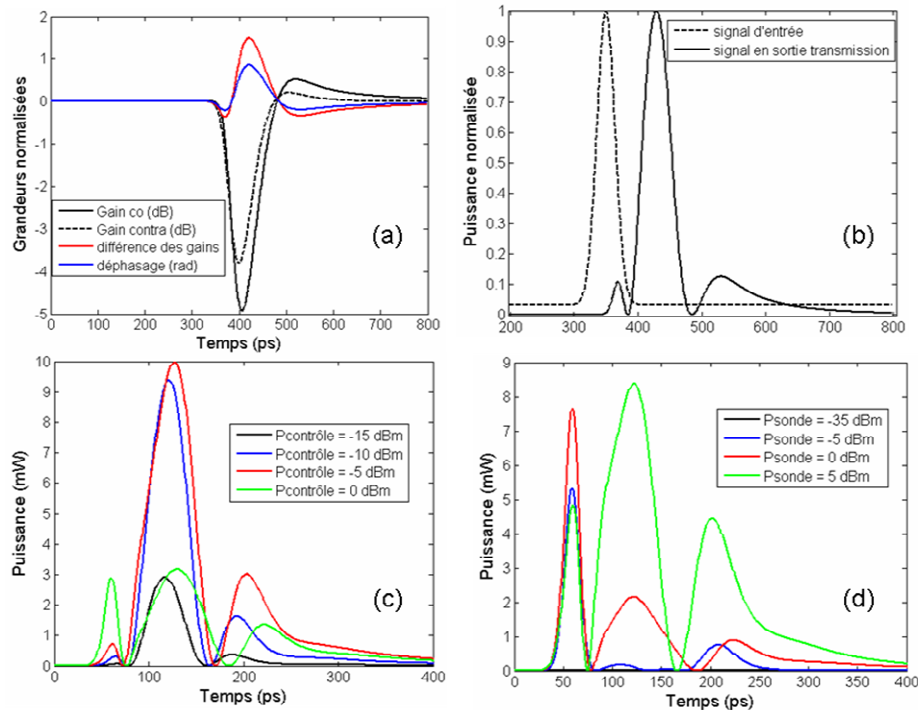


Figure 5.14 : Etude numérique de la transmission réelle du NOLM-SOA lorsque $\Delta T=0$.

- (a) et (b) : $P_{\text{sonde}} = -35$ dBm et $P_{\text{contrôle}} = -15$ dBm d'où une compression du gain de 5 dB ;
 (a) Forme et différence de gains (en dB) et le déphasage dans le NOLM-SOA ; (b) Sortie transmission résultante ;
 (c) : Sortie transmission quand $P_{\text{sonde}} = -35$ dBm pour différentes puissances de contrôle ;
 (d) : Sortie transmission quand $P_{\text{contrôle}} = 5$ dBm pour différentes puissances de sonde.

Sur la Figure 5.14(a), nous voyons très clairement qu'à cause de la forme différente des gains et notamment de leur légère différence de compression, un « résidu » de phase subsiste même si $\Delta T=0$. Ceci entraîne une ouverture de l'interféromètre en transmission, comme on peut le voir sur les Figure 5.14 (b), (c) et (d). La première (b) a été obtenue pour les mêmes paramètres que la figure (a)*, c'est-à-dire une compression du gain de 5 dB et une puissance de sonde non saturante ($P_{\text{sonde}} = -35$ dBm et $P_{\text{contrôle}} = -15$ dBm). Les deux suivantes ont pour but de montrer que, dans certaines conditions de puissance de sonde et de contrôle, la puissance du signal en sortie transmission peut devenir non négligeable (au maximum, 10 mW ont été calculé !).

De plus, il est aisé de comprendre qu'expérimentalement, la moindre différence de puissances en entrée du SOA pour les ondes co et contra-propagatives (due à des pertes différentes subies avant leur arrivée dans le SOA), entraîne nécessairement des réponses du gain différentes et donc un déphasage entre les deux ondes. Notons que cette différence de puissances peut être compensé, ou accentué dans le cas d'une volonté de maximiser le déphasage, soit en jouant sur le coefficient de couplage du coupleur à la base du NOLM-SOA, en utilisant un coupleur à taux de couplage variable par exemple, soit en introduisant des atténuateurs variables dans la boucle, de chaque côté du SOA. Cependant, ces techniques peuvent augmenter le prix du dispositif et en diminuer sa stabilité.

On voit ainsi, par cette dernière étude, que de nombreux paramètres peuvent influencer sur l'importance du déphasage dans le NOLM-SOA. Or, comme nous avons pu le constater tout au long des simulations présentées, les effets de phase dans le NOLM-SOA sont ressentis de manière plus marquée en transmission qu'en réflexion, ce qui semble rendre l'interféromètre plus sujet aux instabilités dans la configuration en transmission. Comme nous l'avons déjà évoqué, les études expérimentales menées au laboratoire ont ainsi été basées sur la configuration réflexion. Dans le paragraphe suivant, nous expliquons plus en détail ce choix.

5.2.1.3 Choix de l'utilisation du NOLM-SOA en réflexion

Dans la littérature, le NOLM-SOA est généralement utilisé en configuration de transmission [86, 87, 88] pour privilégier la non inversion de polarité du signal en sortie par rapport à l'entrée. De plus, le taux d'extinction permis par le NOLM-SOA en transmission est excellent (>15 dB) alors qu'il est beaucoup plus limité (autour de 9 à 12 dB) en réflexion**.

Or, comme nous l'avons déjà évoqué précédemment, le défaut majeur des NOLM utilisés en transmission est leur faible stabilité due à leur plus grande sensibilité aux variations de phase. Ceci est lié à leur fonctionnement même : puisque, sans déphasage, l'interféromètre est fermé en transmission, la moindre variation de phase provoque une ouverture et donc une modification de la réponse de l'interféromètre. Par le même principe, comme intrinsèquement le NOLM est un miroir, sa configuration la plus stable est celle en réflexion. En effet, le NOLM en réflexion est toujours ouvert puisque les effets de phase dus à l'élément non-linéaire, ici le SOA, n'engendrent qu'une fermeture partielle de la fenêtre temporelle, c'est d'ailleurs à cause de cela que le taux d'extinction en sortie est moins important qu'en transmission. Ainsi, le NOLM-SOA en réflexion est beaucoup moins sensible aux variations de phase, comme nous avons pu le constater d'après les simulations présentées précédemment.

Les courbes de la Figure 5.15, obtenues à partir du modèle simple avec les paramètres regroupés dans le Tableau II-1 du chapitre 4, le confirment également. Elles montrent notamment que, si le dispositif subit une variation de différence de gain de l'ordre de 0,5 dB (due à une fluctuation de puissances en co ou contra-propagation), celle-ci se répercute en transmission par une variation du contraste de plus de 15 dB alors qu'en réflexion, cette variation

* Ces paramètres sont aussi ceux qui ont permis d'obtenir les résultats de la Figure 5.4 lors de l'étude précédente avec le modèle « simple » du SOA.

** Nous invitons le lecteur à se reporter une fois de plus aux travaux de V. Roncin qui a réalisé quelques études numériques sur le taux d'extinction du NOLM-SOA en réflexion et transmission.

n'exède pas les 2 dB. Il est donc évident que le NOLM-SOA en réflexion est beaucoup plus robuste en terme de stabilité aux variations de phase et donc de puissance en entrée.

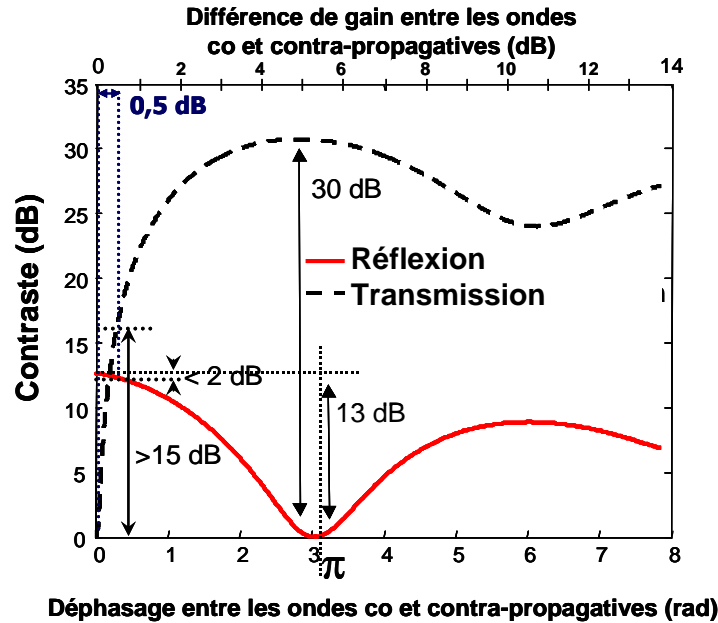


Figure 5.15 : Mise en évidence numérique de la robustesse du NOLM-SOA en réflexion vis-à-vis des fluctuations de phase par étude du contraste de la porte optique en transmission et réflexion.

Cette remarque est également liée au fait que, pour ouvrir le NOLM-SOA en transmission, il suffit d'un très faible décalage du SOA dans la boucle alors que celui-ci doit être plus important pour créer un changement significatif de la réponse de l'interféromètre en réflexion. En effet, comme nous avons pu le voir dans nos études numériques, le taux d'extinction maximal peut être atteint en transmission pour seulement 15 à 20 ps alors qu'il est nécessaire de dépasser cette valeur pour que les effets de phase commencent à modifier la fenêtre d'échantillonnage en réflexion. En dessous de cette valeur, le taux d'extinction du signal en sortie réflexion équivaut à peu près à celui du SOA seul. Notons que ces observations ont également pu être faites lors des expériences réalisées au cours de cette thèse.

Enfin, nous tenons à évoquer l'impact, sur les sorties en transmission et réflexion, d'une variation du coefficient de couplage du coupleur où ont lieu les interférences.

Nous rappelons que le coefficient de couplage détermine, d'après les équations des puissances transmise et réfléchi, la fraction de lumière qui sera transmise ou réfléchi par la simple boucle de Sagnac. Si le taux de couplage n'est pas parfaitement de 50%, ce qui est généralement le cas en pratique à cause d'imperfections de réalisation du coupleur, le NOLM n'est alors pas parfait.

Or, une étude numérique a montré qu'une variation du coefficient de couplage se répercute beaucoup plus en transmission qu'en réflexion [1]. Ceci rejoint le fait que les signaux en transmission sont très dépendants des effets de phase et donc du couplage.

Ainsi, encore une fois, une légère variation d'un des éléments du NOLM-SOA s'avère être beaucoup plus critique pour les signaux en transmission qu'en réflexion.

Ce paragraphe a ainsi expliqué le choix d'utilisation du NOLM-SOA en réflexion dans un souci de réalisation et d'utilisation d'un dispositif le plus stable possible dans le but d'expériences, notamment en boucle à recirculation.

5.2.2 Caractérisation du dispositif expérimental

Après avoir cerné le comportement théorique du NOLM-SOA, il nous faut le vérifier expérimentalement et le caractériser. Ainsi, le NOLM-SOA du laboratoire est tout d'abord décrit, l'impact du triplet de paramètres $\{\Delta T, P_{\text{contrôle}}, P_{\text{sonde}}\}$ sur son fonctionnement en transmission mais surtout en réflexion est ensuite vérifié. Enfin, le NOLM-SOA est caractérisé essentiellement en réflexion, puisqu'il s'agit de la configuration choisie, en termes de fonction caractéristique, de résistance au bruit, de pénalité.

5.2.2.1 Description du NOLM-SOA utilisé

Le dispositif étudié au laboratoire est présenté sur Figure 5.16.

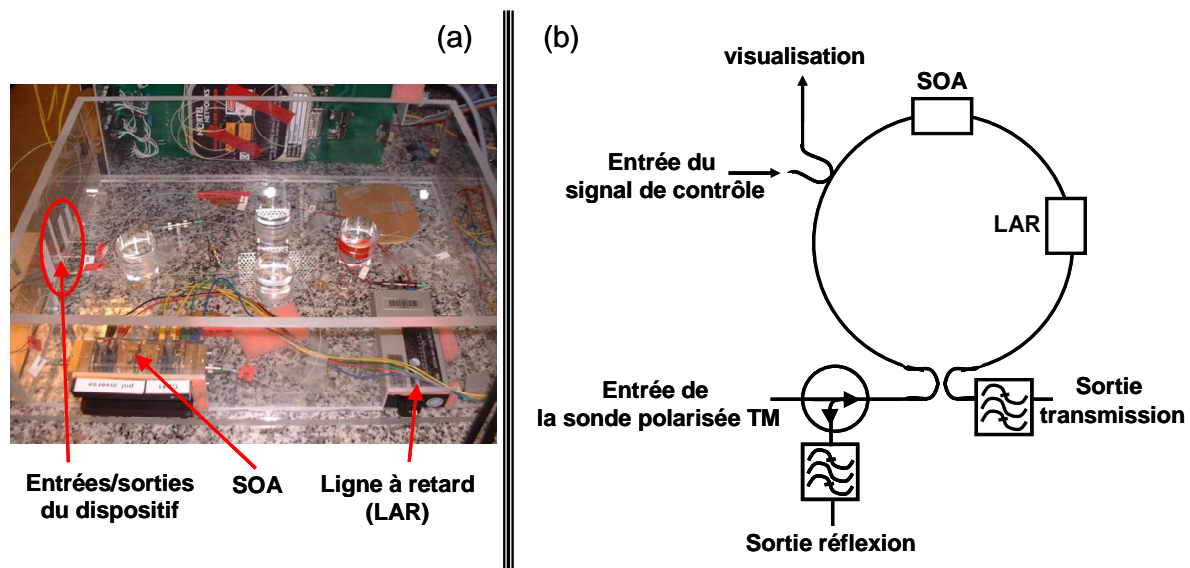


Figure 5.16 : Présentation du dispositif expérimental.
(a) : Photographie du NOLM-SOA du laboratoire ; (b) : Schéma du montage

La boucle, d'une longueur totale de 6 m, est constituée de plusieurs composants à maintien de polarisation afin que la polarisation de la sonde (rectiligne verticale, c'est-à-dire TM si on compare aux axes privilégiés du SOA) soit maintenue tout au long de sa propagation*. Un circulateur optique permet de recueillir la sortie réflexion par le même bras que celui par lequel la sonde est injectée dans l'interféromètre. Le coupleur de contrôle a deux de ses bras libres pour injecter le signal de contrôle et pour réaliser une visualisation des signaux co-propagatifs dans la boucle. Ces deux autres bras sont soudés à la fibre dans la boucle et font donc partie de celle-ci (leur longueur est comprise dans les 6 mètres évoqués précédemment). Le décalage du SOA par rapport au milieu de la boucle est réalisé via une ligne à retard. Celle-ci est placée dans le bras opposé à celui du coupleur de contrôle dans le but d'avoir approximativement les mêmes pertes dans les bras de chaque côté du SOA et ainsi éviter un déséquilibre des puissances co et contra-propagatives en entrée du SOA.

Enfin, le signal de contrôle est rejeté en sortie de l'interféromètre via des filtres optiques.

* Malgré l'association de tous ces éléments, le maintien de la polarisation est bien assuré dans tout le dispositif. L'étude de l'insensibilité à la polarisation faisant l'objet d'une étude particulière présentée en fin de ce chapitre, les mesures montrant le maintien de la polarisation dans l'interféromètre y sont reportées.

5.2.2.2 Réglages des principaux paramètres

Dans ce paragraphe, une procédure de réglage du NOLM-SOA et son utilisation sont expliqués et agrémentés de quelques visualisations, sous forme de diagrammes de l'œil ou de séquences de bits, en sorties réflexion et transmission. L'impact du triplet de paramètres $\{\Delta T, P_{\text{contrôle}}, P_{\text{sonde}}\}$ est aussi montré expérimentalement.

Le décalage du SOA par rapport au milieu de la boucle étant l'un des paramètres clé pour le réglage du NOLM-SOA, son évaluation est primordiale. Or, le paramètre ΔT se mesure via la graduation de la ligne à retard, en comparant la mesure pour un certain décalage à celle lorsque le SOA est au centre de l'interféromètre. L'important est donc de calibrer avec précision la graduation correspondant au positionnement du SOA au milieu de la boucle. Pour cela, le plus simple est de visualiser le signal en sortie transmission et de déterminer la graduation pour laquelle la puissance obtenue est la plus faible. Le signal alors obtenu avec le NOLM-SOA du laboratoire est présenté sur la Figure 5.17.

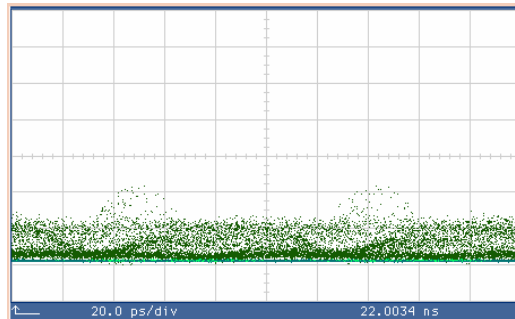


Figure 5.17 : Diagramme de l'œil expérimental en sortie transmission lorsque $\Delta T=0$.

On voit sur cette figure que l'interféromètre n'est pas totalement éteint comme on pouvait le prévoir d'après les simulations numériques. Cependant, le déséquilibre « parasite » peut être considéré comme négligeable puisque la puissance mesurée dans ce cas en transmission ($150 \mu\text{W}$) est faible devant la valeur maximale de la puissance crête des impulsions pouvant être obtenues en transmission par décalage du SOA dans la boucle ($700 \mu\text{W}$).

Une fois la calibration de ΔT effectuée, il faut déterminer la valeur du triplet de paramètres optimale pour l'application voulue. Pour cela, nous proposons de fixer approximativement les valeurs de $P_{\text{contrôle}}$ et P_{sonde} , comme nous allons l'expliquer, puis d'en déduire la valeur de ΔT , et enfin affiner le choix du triplet de paramètres.

Pour déterminer les valeurs approximatives des puissances du signal de contrôle et de sonde, nous proposons d'utiliser simplement le SOA. En effet, la forme de la compression de son gain par le signal de contrôle est un facteur clé dans la création d'interférences et donc dans la forme de la réponse du NOLM-SOA. Ainsi, les puissances de signaux de contrôle et de sonde optimales pour le fonctionnement de l'interféromètre sont proches des puissances de fonctionnement appropriées du SOA seul. La détermination des puissances se fait donc à $\Delta T=0$ via une visualisation de la sortie réflexion de l'interféromètre. En effet, lorsque le SOA est au milieu de la boucle, les effets de phase sont minimisés et la réponse en réflexion correspond à la réponse du SOA seul*. Ainsi, les puissances des signaux peuvent être déterminées dans le but d'obtenir le meilleur temps de récupération du gain (grâce à une forte puissance de sonde), pour éviter les interférences entre symboles, et ce tout en gardant un taux de compression du gain le plus important possible (grâce à une forte puissance de signal de contrôle), pour maximiser les effets

* Plus exactement, dans ce cas, la sortie réflexion correspond à la somme des ondes co et contra-propagatives.

de phase. La Figure 5.18 présente quelques acquisitions de diagrammes de l'œil réalisées lors de l'optimisation des puissances de signaux de sonde et de contrôle en réponse à une séquence RZ pseudo-aléatoire à 10 Gbit/s, dont la largeur à mi-hauteur des impulsions est de 50 ps.

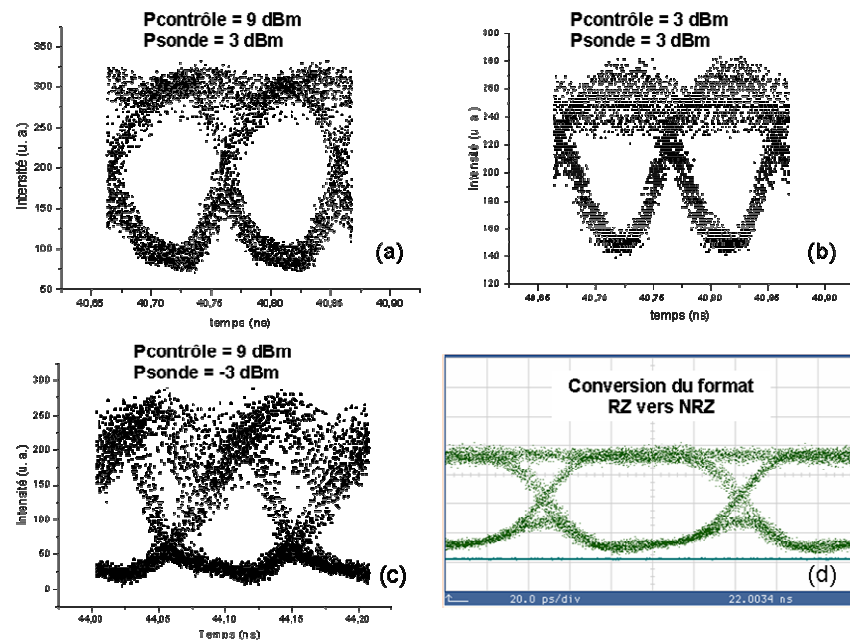


Figure 5.18 : Exemple de diagrammes de l'œil visualisés lors du réglage expérimental des puissances de signaux de contrôle et de sonde.

(a) : Cas où $P_{\text{contrôle}}$ est élevé ; (b) : cas où les puissances sont optimisées pour une conservation du format RZ ;
(c) : Cas où P_{sonde} est trop faible ; (d) : Cas d'une conversion de format (RZ vers NRZ)

On voit ainsi, grâce à la Figure 5.18(a), que lorsque $P_{\text{contrôle}}$ est trop élevé, la compression du gain devient trop importante, au point de ne plus conserver le format RZ d'origine, comme on en voit un exemple sur la Figure 5.18(d). La Figure 5.18(c), quant à elle, montre l'influence de la puissance de sonde sur le temps de récupération du gain : si la puissance est trop faible, les interférences entre symboles dégradent le signal. Enfin, la Figure 5.18(b) montre un exemple d'optimisation du fonctionnement du SOA pour garder le format RZ. Tous ces résultats sont évidemment des résultats classiques concernant les SOA.

Une fois ces premiers réglages réalisés, il est alors possible d'obtenir les différents fonctionnements présentés lors de l'étude numérique précédente. Nous allons en reporter ici quelques exemples significatifs (toujours en réponse à la même séquence RZ).

Le résultat majeur concernant le fonctionnement en transmission du NOLM-SOA est l'impact du paramètre ΔT sur l'ouverture d'une ou plusieurs fenêtres d'échantillonnage. La Figure 5.19 montre des séquences (à gauche) et les diagrammes de l'œil correspondant (à droite) dans les cas où $\Delta T = 15$ ps (a) et $\Delta T = 40$ ps (b).

On peut voir l'ouverture de la seconde fenêtre de transmission dans le cas des 40 ps de décalage et la nette fermeture du diagramme de l'œil qu'elle induit (traces temporelles en bas). Au contraire, dans le cas d'un décalage de 15 ps (traces temporelles en haut), on peut remarquer que le NOLM-SOA en transmission semble bien restituer l'information du signal de contrôle mais que les effets de phase perturbent la stabilité du dispositif, ce qui se traduit par un diagramme de l'œil dégradé.

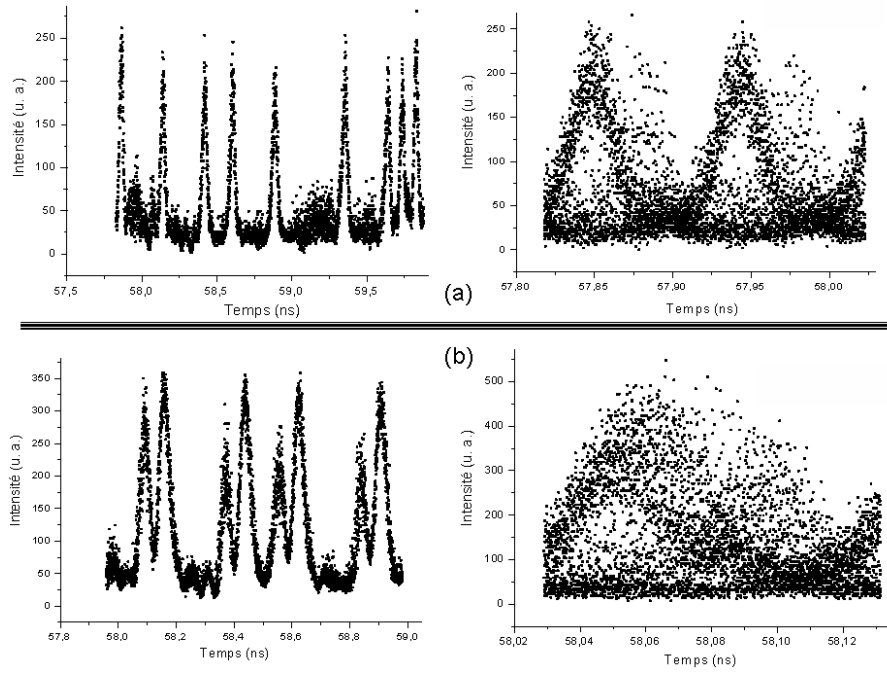


Figure 5.19 : Etude expérimentale de l'impact du paramètre ΔT sur la sortie transmission du NOLM-SOA du point de vue de la séquence (à gauche) et du diagramme de l'œil correspondant (à droite).
(a) : $\Delta T = 15$ ps ; (b) : $\Delta T = 40$ ps

En réflexion, comme nous l'avons vu, le NOLM-SOA est beaucoup plus robuste aux effets de phase. Ainsi, tant que l'interféromètre est en configuration de faible dissymétrie, la double fenêtre n'apparaît pas. La Figure 5.20 montre quelques exemples significatifs du fonctionnement du NOLM-SOA en réflexion.

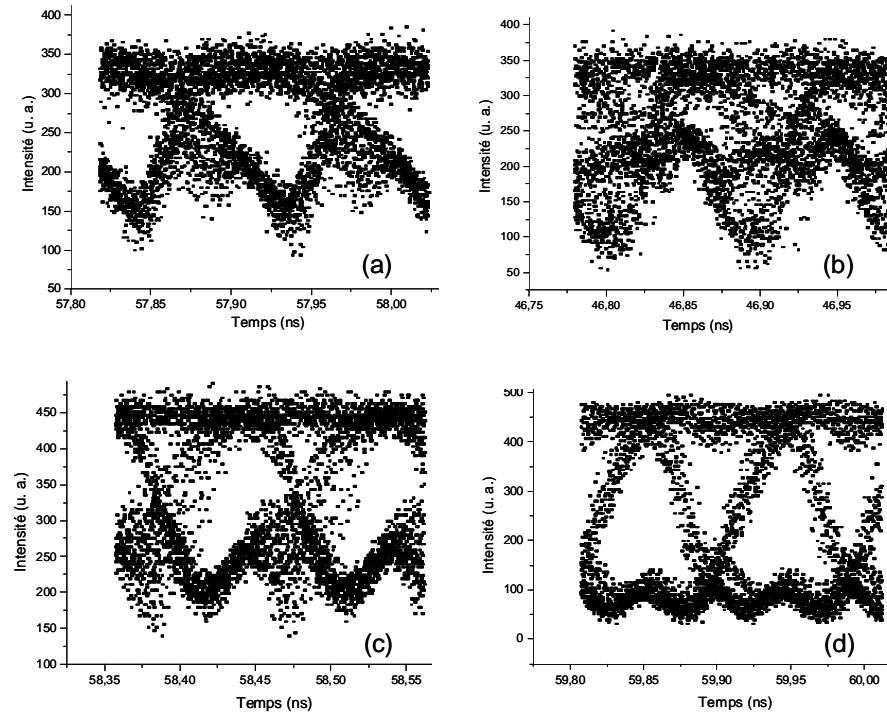


Figure 5.20 : Diagrammes de l'œil significatifs du comportement du NOLM-SOA en réflexion.
(a) : $\Delta T = +30$ ps ; (b) : $\Delta T = +65$ ps ; (c) : $\Delta T = -30$ ps ; (d) : Conversion de format ($\Delta T = +30$ ps).

Le premier diagramme de l'œil (a), a été obtenu pour un décalage de 30 ps du SOA dans la boucle, c'est-à-dire dans le cas d'une faible dissymétrie. Le diagramme de l'œil est relativement ouvert puisqu'aucune fenêtre secondaire ne vient parasiter la détection. Au contraire, le diagramme de l'œil (b) correspondant au cas d'une forte dissymétrie (65 ps) est complètement fermé, à cause de l'apparition de la seconde fenêtre. Comme nous l'avions pressenti à partir des résultats numériques, que le NOLM-SOA doit donc être utilisé avec une faible dissymétrie.

La comparaison des diagrammes de l'œil (a) et (c) permet de montrer la différence entre des cas de décalages positif et négatif, c'est-à-dire lorsque le SOA se situe respectivement du côté du coupleur de contrôle ou de la ligne à retard sur le schéma de la Figure 5.16(b). Dans le cas d'un ΔT positif (a), l'onde co-propagative pénètre la première dans le SOA. Ceci signifie, comme nous l'avons expliqué grâce au chronogramme de la Figure 5.3, que l'onde contra-propagative modifiée arrive la première dans le coupleur où ont lieu les interférences. La fenêtre en sortie réflexion a donc une forme plus proche de la forme du gain vu par l'onde contra-propagative. Dans le cas contraire d'un ΔT négatif (c), le signal en sortie réflexion a une forme similaire au gain vu par l'onde co-propagative. Le choix du sens du décalage du SOA dans la boucle a donc un impact sur la forme du signal en sortie réflexion. Dans nos expériences, nous avons choisi de travailler avec un ΔT négatif (cas (c)) qui permet alors d'obtenir une meilleure ouverture du diagramme de l'œil.

Enfin, le diagramme de l'œil (d) montre un exemple de conversion de format RZ vers NRZ. Dans ce cas, le diagramme de l'œil est particulièrement bien ouvert. Ce fonctionnement paraît, comme nous l'avons prédit via les simulations numériques, tout à fait adapté à une configuration 3R ou en association avec un autre dispositif 3R.

5.2.2.3 Fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion

Une fois l'impact des différents paramètres du NOLM-SOA sur son fonctionnement maîtrisé, l'étude de la fonction caractéristique en configuration réflexion* a fait l'objet de la caractérisation suivante. En effet, comme nous l'avons expliqué au chapitre 2, cette étude constitue le premier renseignement sur la capacité d'un dispositif à régénérer le signal.

Comme le fonctionnement du NOLM-SOA dépend de la modulation du gain du SOA par des impulsions, il est obligatoire de le caractériser par une fonction caractéristique en mode dynamique pour pouvoir appréhender au mieux l'impact du décalage du SOA dans la boucle sur sa fonction caractéristique. Ainsi, nous avons mesuré le taux d'extinction du signal en sortie réflexion en fonction de la puissance du signal de contrôle en entrée. Le procédé de mesure consiste à injecter, comme signal de contrôle, une impulsion dont le taux d'extinction est fixe et excellent (15 dB) et, pour chaque valeur de puissance moyenne de cette impulsion, à calculer le taux d'extinction du signal de sonde en sortie via la formule suivante :

$$TE = \frac{V_{\max} - V_0}{V_{\min} - V_0} \quad (5.10)$$

Où V_{\max} et V_{\min} représentent respectivement les tensions maximale et minimale de la sonde mesurées à l'oscilloscope et V_0 la valeur du « zéro optique ».

Comme la fonction caractéristique permet de déterminer la puissance du signal en sortie d'un dispositif en fonction de sa puissance en entrée, on peut écrire :

$$P_{out} = f_c(P_{in}).P_{sonde}^{in} \quad (5.11)$$

où f_c représente la fonction caractéristique analytique.

* A partir de ce paragraphe, les caractérisations ne porteront que sur la configuration en réflexion, puisque le NOLM-SOA a été utilisé ainsi au cours des travaux expérimentaux.

Dans le cas du NOLM-SOA en réflexion, comme dans le cas du SOA seul, la fonction caractéristique est de pente négative puisque la polarité du signal est inversée. Ainsi, les symboles '1' et '0' en entrée et sortie de tels dispositifs sont liés par les formules suivantes :

$$\begin{cases} P_{out}^{1'} = f_c(P_{in}^{0'}) \cdot P_{sonde}^{in} \\ P_{out}^{0'} = f_c(P_{in}^{1'}) \cdot P_{sonde}^{in} \end{cases} \quad (5.12)$$

Ceci implique alors la relation suivante entre la mesure du taux d'extinction en sortie et la fonction caractéristique :

$$TE_{out} = \frac{P_{out}^{1'}}{P_{out}^{0'}} = \frac{f_c(P_{in}^{0'})}{f_c(P_{in}^{1'})} \quad (5.13)$$

Ou encore

$$\frac{1}{TE_{out}} = \frac{f_c(P_{in}^{1'})}{f_c(P_{in}^{0'})} \quad (5.14)$$

Cette dernière expression montre que, si $f_c(P_{in}^{0'})$ est une constante, alors une mesure du taux d'extinction en sortie permet d'obtenir la fonction caractéristique en fonction de la puissance crête du signal de contrôle. Pour cela, il suffit de normaliser la fonction inverse du taux d'extinction. De plus, les puissances crête et moyenne d'une impulsion étant liées par un terme constant (le « rapport cyclique »), cette même courbe peut être exprimée en fonction de la puissance moyenne du signal de contrôle (une simple translation de l'axe des abscisses permet de passer de la puissance crête à la puissance moyenne).

Il est donc possible, par mesure du taux d'extinction en sortie du NOLM-SOA en réflexion ou du SOA seul, d'obtenir la forme de la fonction caractéristique du dispositif étudié.

La Figure 5.21 montre la comparaison entre les fonctions caractéristiques dynamiques du NOLM-SOA pour un décalage de 20 ps et une puissance de sonde de -10 dBm et du SOA seul pour la même puissance de sonde.

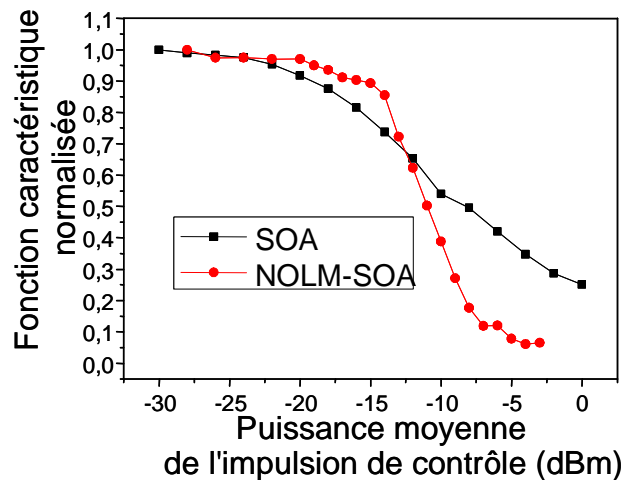


Figure 5.21 : Comparaison des fonctions caractéristiques expérimentales du NOLM-SOA en réflexion et du SOA seul.

Ces courbes permettent de mettre en évidence que, contrairement au SOA, le NOLM-SOA présente une fonction caractéristique en forme de « S », c'est-à-dire avec deux non-linéarités, ce qui est tout à fait favorable à une utilisation en tant que régénérateur. De plus, la pente du régénérateur est beaucoup plus raide que celle du SOA seul, ce qui montre que les effets de phase ont un impact sur la discrimination par la fonction.

Au vu de ces résultats, l'étude de l'impact du décalage ΔT sur la fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion a été étudiée numériquement à partir du modèle « simple ». La Figure 5.22 présente les résultats obtenus*.

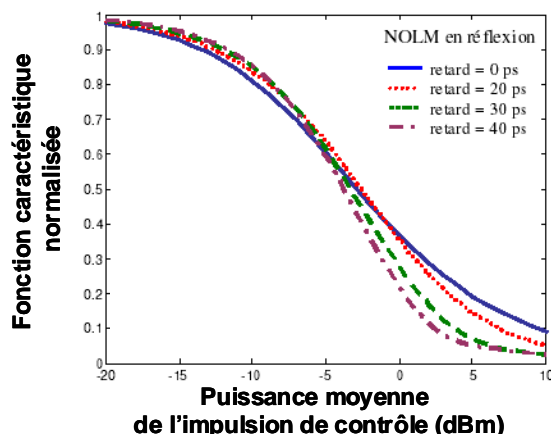


Figure 5.22 : Etude numérique de la forme de la fonction caractéristique du NOLM-SOA pour différentes valeurs de ΔT .

Cette figure montre que plus le décalage du SOA dans la boucle est important, plus la fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion présente une forme en « S » avec une pente de plus en plus raide.

Il peut ainsi être intéressant de maximiser le paramètre ΔT pour un meilleur fonctionnement en régénération.

Le paramètre ΔT fixé à 40 ps, nous avons ensuite étudié l'évolution du taux d'extinction en sortie réflexion du NOLM-SOA en fonction du taux d'extinction en entrée et ce pour trois puissances moyennes de l'impulsion de contrôle. La Figure 5.23 montre le résultat.

Ces courbes montrent que le NOLM-SOA en réflexion a plutôt tendance à dégrader le taux d'extinction ce qui constitue son défaut majeur en terme de régénération. Or, c'est effectivement ce qui avait été pressenti lors de l'étude numérique et des premières caractérisations. Nous avons, entre autres, déduit de ces résultats que le NOLM-SOA doit être associé à un autre élément qui pourrait permettre de pallier le problème de dégradation du taux d'extinction.

De plus, on voit, grâce aux courbes de la Figure 5.23, que la meilleure configuration est obtenue quand la puissance moyenne de l'impulsion de contrôle est la plus haute, c'est-à-dire lorsque la compression du gain du SOA est la plus forte, ce qui est en accord avec les résultats numériques.

On voit également que, pour cette puissance, si le taux d'extinction en entrée du NOLM-SOA se dégrade de 7 dB, le taux d'extinction en sortie n'est alors dégradé que de 3,5 dB. Ceci montre que le NOLM-SOA est relativement robuste face à une dégradation du taux d'extinction, ce qui est essentiel pour des applications de régénération.

* Notons que ces résultats ont été obtenus via le même procédé que celui utilisé pour la mesure expérimentale et avec les mêmes choix de paramètres.

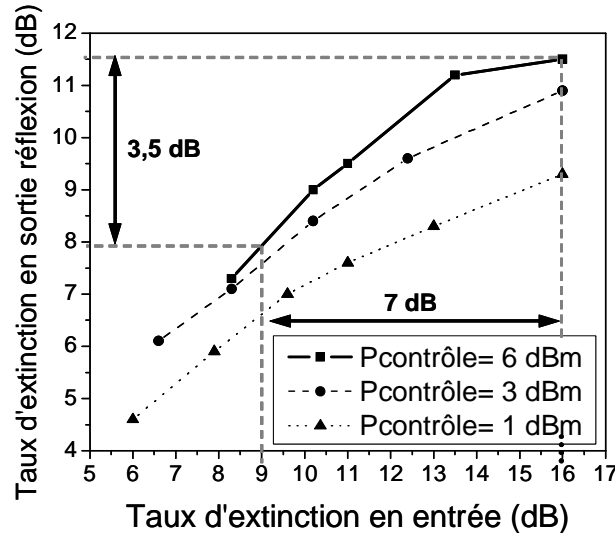


Figure 5.23 : Etude expérimentale de l'évolution du taux d'extinction en sortie du NOLM-SOA en fonction du taux d'extinction de l'impulsion de contrôle en entrée.

Enfin, une dernière étude concernant la fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion a consisté à évaluer l'impact que pourrait avoir une dissymétrie, non plus dynamique via le décalage du SOA dans la boucle (imposée par le paramètre ΔT), mais statique via une différence de puissance des ondes co et contra-propagatives à leur entrée dans le SOA. Nous avons effectivement fait remarquer, lors de l'étude numérique du fonctionnement du NOLM, qu'une différence de gain peut exister à $\Delta T = 0 \text{ ps}$, ce qui peut avoir pour conséquence d'ouvrir le NOLM-SOA en transmission alors que le SOA est placé au milieu de la boucle.

Nous avons ainsi tracé numériquement la fonction caractéristique, cette fois-ci statique, c'est-à-dire en réponse à un signal de contrôle continu, pour différentes configurations de compression des gains co et contra-propagatifs. La Figure 5.24 présente les résultats obtenus.

Ces courbes montrent qu'une différence « statique » entre les gains vus par les ondes co et contra-propagatives peut être à l'origine d'une amélioration de la fonction caractéristique du NOLM-SOA par rapport à celle du SOA seul. Pour valider cette étude numérique, des expériences doivent être réalisées via un nouveau NOLM-SOA comprenant des atténuateurs variables sur les trajets des ondes co et contra-propagatives avant leurs arrivées dans le SOA. Cette étude est en cours.

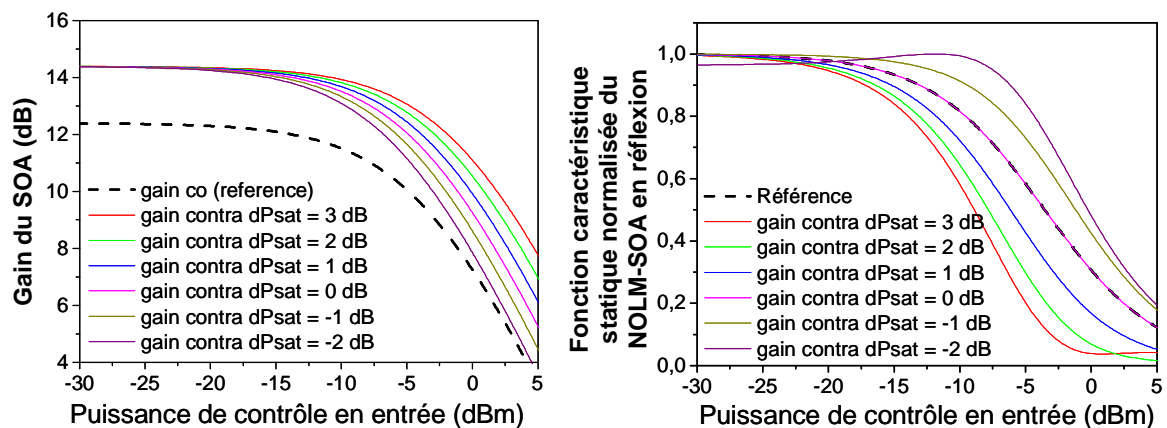


Figure 5.24 : Etude numérique de l'influence d'une différence de gain statique co/contra sur la fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion.

La forme de la fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion est prometteuse en vue des applications de régénération. La seconde étape de caractérisation d'un dispositif pour la régénération peut donc être envisagée. Comme nous l'avons expliqué au chapitre 2, cette seconde étape consiste à tester la fonction optique en configuration « système ».

5.2.2.4 Performances en configuration « système »

Comme le NOLM-SOA utilisé en réflexion réalise obligatoirement une conversion de longueur d'onde et une inversion de polarité, il ne peut constituer en lui-même un régénérateur pouvant être utilisé dans les réseaux à longue et très longue distance, dans les lignes de type « point-à-point »*. Cependant, il peut être un élément intéressant pour les réseaux plus complexes qui nécessitent des convertisseurs en longueur d'onde aux différents nœuds de routage, comme nous l'avons vu au chapitre 2. Or, le format NRZ est privilégié pour ce type de transmission. Ainsi, une étude du NOLM-SOA en transmission NRZ à 10 Gbit/s en tant que régénérateur 2R et convertisseur de longueur d'onde a été réalisée [89].

Le signal de données est obtenu par modulation d'une source optique via un modulateur à électro-absorption de type Mach-Zehnder, lui-même contrôlé par un signal électrique codé au format NRZ. La séquence obtenue est pseudo-aléatoire et formée de 2^7-1 bits. Ce signal, pouvant ou non être bruité comme nous le verrons dans la suite, est injecté via le coupleur de contrôle dans le NOLM-SOA. La sonde est un signal continu non bruité ayant une longueur d'onde différente de celle du signal de contrôle.

Dans un premier temps, nous avons réalisé une mesure de pénalité, par le procédé décrit au paragraphe du chapitre 1. La Figure 5.25 en montre le résultat.

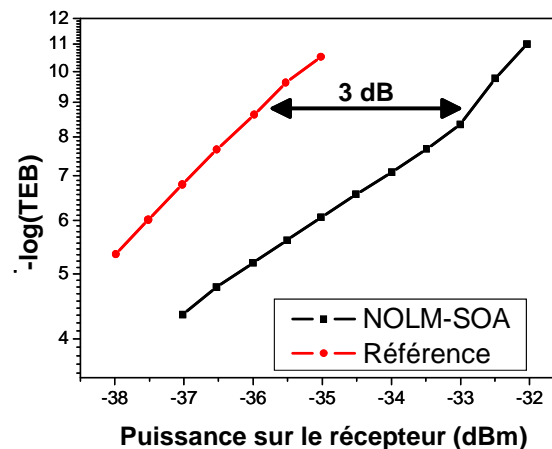


Figure 5.25 : Mesure de pénalité introduite par le NOLM-SOA en configuration de régénération 2R/NRZ.

Le NOLM-SOA utilisé en configuration 2R et contrôlé par un signal NRZ introduit une pénalité entre 2 et 3 dB pour un taux d'erreur binaire fixé à 10^{-9} . Cette pénalité est relativement élevée mais conforme au fait que le NOLM-SOA dégradant le taux d'extinction, dégrade également la détection.

Nous allons cependant voir, grâce aux mesures suivantes, que le comportement du NOLM-SOA en présence de bruit en excès est tout à fait prometteur.

Ainsi, pour les mesures suivantes, du bruit, issu d'une source d'émission spontanée amplifiée (ESA), est ajouté au signal de contrôle (à l'émission) par l'intermédiaire d'un coupleur. Nous avons, tout d'abord, mesuré l'évolution du rapport signal sur bruit optique (OSNR) du signal en

* Nous rappelons que ce type de liaisons est décrit au chapitre 1.

sortie de l'interféromètre en fonction de l'OSNR du signal de contrôle*. La Figure 5.26(a) montre les résultats obtenus.

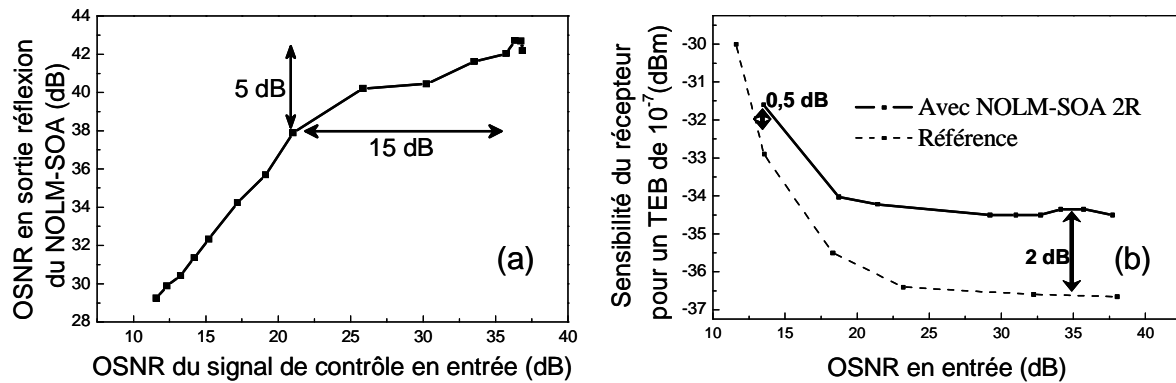


Figure 5.26 : Etude expérimentale du comportement du NOLM-SOA en présence de bruit en excès.

Cette courbe permet de montrer que le NOLM-SOA réalise toujours une amélioration de l'OSNR. Ceci vient du fait qu'il « recopie » les données sur une nouvelle porteuse non bruitée. Ainsi, seule l'ESA du SOA constitue le bruit du signal en sortie. On voit de plus, sur cette figure, qu'une dégradation de l'OSNR en entrée de 15 dB se traduit par une dégradation de seulement 5 dB en sortie du NOLM-SOA.

Nous avons ensuite mesuré le TEB en fin de cette transmission sans (pour courbe de référence) et avec insertion du NOLM-SOA et ce, pour différents OSNR du signal à l'émission. Ceci nous a permis d'étudier l'amélioration de la sensibilité du récepteur par le dispositif interférométrique**. La Figure 5.26(b) montre les résultats obtenus. On peut voir qu'en présence de bruit, la pénalité introduite par le NOLM-SOA passe de 2 dB à 0,5 dB.

Ainsi, le NOLM-SOA améliore l'OSNR et résiste à l'accumulation de bruit dans la ligne. Il améliore ainsi la sensibilité du récepteur en présence de bruit en excès ce qui est une des caractéristiques des régénérateurs, comme nous l'avons expliqué d'après la Figure 2.14 du chapitre 2 [90].

Bien entendu, comme nous l'avons vu au paragraphe 2.3.2.2 du chapitre 2, ceci peut également être une caractéristique d'autres phénomènes qui ne sont pas de la régénération, seule une étude d'une cascade de NOLM-SOA, par exemple en boucle à recirculation, permettrait de mettre en évidence ses véritables capacités de régénération. Or, cette étude n'a pu être réalisée du fait que le NOLM-SOA en réflexion provoque une conversion de longueur d'onde et une inversion de polarité ce qui l'empêche de pouvoir être testé seul en boucle à recirculation. Comme nous l'avons expliqué, du fait que nous ne possédions qu'un seul NOLM-SOA au laboratoire et que l'association de deux interféromètres constitue un dispositif complexe, nous avons décidé de l'associer à un double étage de SOA.

* Les OSNR ont été mesurés sur une bande spectrale de 0,5 nm (cf paragraphe 1.4.1 du chapitre 1).

** Une telle mesure consiste à réaliser plusieurs courbes de taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du récepteur, comme celles présentées sur la Figure 5.25 visant à la mesure de pénalité. Chacune de ces courbes est obtenue pour une valeur d'OSNR en entrée de ligne. Les différents OSNR en entrée sont imposés via l'introduction de bruit d'émission spontanée amplifiée par une source blanche. Ainsi, pour chaque OSNR en entrée, nous obtenons une courbe de TEB en fonction de la puissance sur le récepteur. En prenant sur ces différentes courbes, la puissance du récepteur correspondant à un TEB donné (ici de 10^{-7}), il est alors possible de tracer une courbe donnant la sensibilité du récepteur (à 10^{-7} par exemple) en fonction de l'OSNR en entrée. Ainsi sont obtenues les courbes de la Figure 5.26(b), l'une dans le cas d'une transmission « back-to-back », l'autre dans le cas de cette même transmission dans laquelle le NOLM-SOA a été inséré.

La description et l'étude de cette seconde architecture fait donc l'objet de la suite de ce manuscrit.

5.3 Double étage de SOA : DSSOA

Le but de ce paragraphe est tout d'abord de décrire le principe de fonctionnement du double étage de SOA, appelé DSSOA pour Dual Stage of SOA en anglais, ainsi que son intérêt par rapport à un SOA seul. Ensuite, l'étude du dispositif expérimental est exposée : dans un premier temps, nous expliquons les étapes de sa réalisation, puis nous présentons quelques réglages et caractérisations en vue de son utilisation associée au NOLM-SOA.

5.3.1 Architecture et principe de fonctionnement

Le double étage de SOA consiste, comme son nom l'indique, en une cascade de deux SOA. Il s'agit d'un convertisseur en longueur d'onde basé sur le principe de modulation de gain croisée dans chaque amplificateur à semi-conducteurs : le signal de commande, portant les données, module les deux SOA en parallèle et, en conséquence, le signal de sonde qui les traverse en série [63]. Comme les deux SOA sont tous deux contrôlés par le même signal à la même longueur d'onde, le dispositif réalise une simple conversion de longueur d'onde avec inversion de polarité, ce qui le rend intéressant pour une association avec le NOLM-SOA. Le principe de cette fonction est schématisé sur la Figure 5.27.

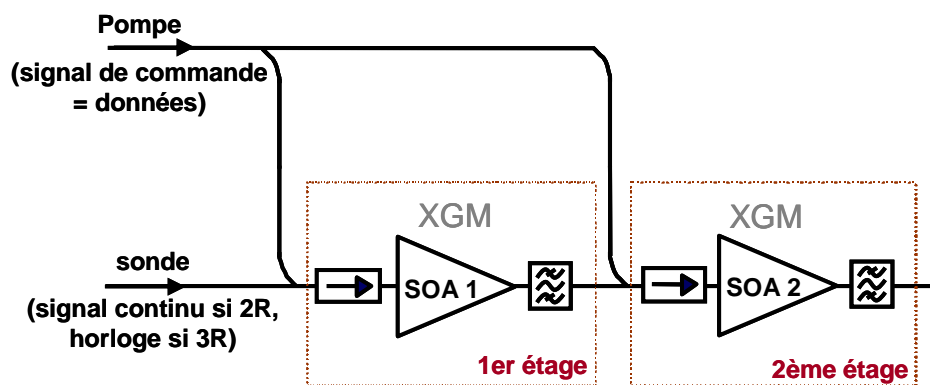


Figure 5.27 : Schéma de principe du double étage de SOA (DSSOA).

Le signal de pompe, portant l'information, est divisé en deux via un coupleur. Chacun des deux signaux obtenus est injecté dans l'un des SOA. La sonde, quant à elle, traverse les deux SOA l'un après l'autre. Un isolateur doit être placé devant chaque SOA pour éviter les réflexions qui pourraient créer des oscillations parasites. Enfin, des dispositifs de filtrage doivent être placés en fin de chaque étage pour rejeter le signal de pompe et ne conserver que celui de sonde.

Dans le premier étage, le signal de pompe module le gain du SOA et donc le signal de sonde par modulation de gain croisée. Ainsi, le signal de sonde sort modulé au rythme des données avec un taux d'extinction, TE_1 , lié au taux de compression dans le SOA. Puis, ce signal de sonde modulé traverse le second étage où il subit une nouvelle modulation croisée dans le deuxième SOA et donc une nouvelle compression, TE_2 .

Si, dans le second étage, on synchronise les signaux modulés de pompe et de sonde, c'est-à-dire que les symboles '1' de la pompe qui ont compressé le premier SOA, et donc le signal de sonde, pénètrent dans le SOA en même temps que les symboles '0' du signal de sonde modulé, le

taux d'extinction en sortie du double étage est exactement égal à $TE_1 \times TE_2$. L'idéal est alors de choisir deux amplificateurs à semi-conducteurs totalement identiques. Dans ce cas, il est possible d'obtenir la relation suivante :

$$P_{out}^{DESOA} = G^2 \times P_{in}^{sonde} \quad (5.15)$$

où G est le gain des SOA.

Ceci implique, si les deux SOA sont utilisés exactement dans les mêmes conditions, la relation entre les taux d'extinction linéaires suivante :

$$TE_{out}^{DESOA} = (TE_{out}^{SOA})^2 \quad (5.16)$$

Ceci équivaut au fait que le taux d'extinction (en dB) en sortie du double étage de SOA peut être égal à deux fois celui (en dB) en sortie d'un seul SOA. La Figure 5.28(a), qui a été obtenu à partir du même modèle « complet » présenté au chapitre 4 mais ultérieurement à ces travaux de thèse [64], illustre ce propos. Elle montre que pour les mêmes valeurs de paramètres de réglages ($P_{sonde} = 0,5 \text{ mW}$ et $P_{pompe} = 2 \text{ mW}$), alors qu'aucune amélioration du taux d'extinction n'est possible avec le SOA utilisé seul, le DSSOA permet de doubler (en dB) le taux d'extinction.

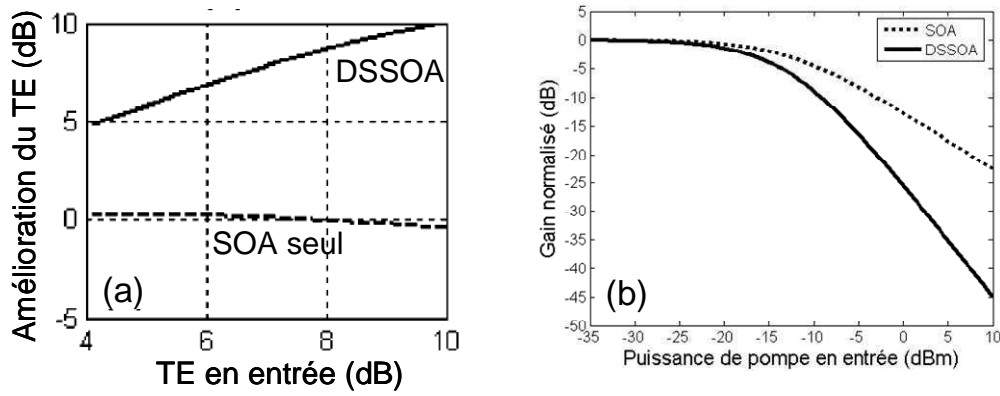


Figure 5.28 : Comparaison numérique des fonctions caractéristiques du DSSOA et d'un SOA seul.
(a) : Régime dynamique ; (b) : Régime statique.

Il est ensuite intéressant de comparer les fonctions caractéristiques du double étage et du SOA seul. La Figure 5.28(b) présente ainsi les courbes de gains statiques normalisés, obtenues par simulation à partir du modèle simple, pour les deux dispositifs.

Ces courbes montrent que la fonction caractéristique du DSSOA présente une pente beaucoup plus raide que celle du SOA seul. Ceci signifie, comme nous l'avons vu au chapitre 2, que le taux d'extinction en entrée nécessaire pour garantir un taux d'extinction en sortie donné est moins important dans le cas du DSSOA que celui d'un SOA simple. Ceci est, en fait, directement lié au rôle principal du DSSOA, c'est-à-dire améliorer le taux d'extinction en sortie.

L'intérêt majeur du double étage est donc de pallier le problème de la limitation du taux de compression dans les SOA, problème que nous avons évoqué dans le chapitre 3.

Cette fonction permet d'améliorer le taux d'extinction sans augmenter de manière trop importante la puissance du signal de pompe mais surtout sans augmenter le temps de réponse du dispositif [55]. Or, avec un simple SOA, il faut, pour augmenter le taux de compression et donc le taux d'extinction, augmenter la puissance du signal de pompe ce qui a pour effet d'augmenter le temps de récupération du gain.

Dans le cas du double étage, le temps de récupération du gain dans chaque SOA reste relativement court puisque la compression recherchée est moyenne. En effet, même si la compression est très forte en sortie du second SOA, comme celle-ci est due à la compression déjà acquise par la traversée du premier, il n'est donc pas nécessaire d'y injecter de très fortes puissances de pompe et ainsi de ralentir le temps de récupération du gain.

De plus, il existe cependant une différence de fonctionnement entre les deux SOA puisque la sonde en entrée est continue pour le premier et modulée pour le second. Ainsi, la sonde présente au moment de la compression du gain par une impulsion de pompe est plus faible dans le second SOA que dans le premier. En effet, la sonde modulée étant synchronisée avec les données, un symbole '1' de pompe correspond à un '0' de sonde. En conséquence, globalement moins de porteurs sont utilisés pour l'amplification de la sonde dans le second SOA. Ceux-ci sont alors utilisés pour l'amplification de l'émission spontanée, ce qui diminue leur temps de vie et accélère le temps de récupération du gain. Ce dernier est donc plus rapide dans le double étage que dans un SOA seul, ce qui constitue un autre avantage de cette fonction pour l'accès aux hauts débits.

Ainsi, le DSSOA est un dispositif plus adapté à la conversion de longueur d'onde qu'un SOA seul puisqu'il améliore le taux d'extinction et permet une meilleure récupération du gain. Cependant, sa fonction caractéristique ne présentant qu'une seule non-linéarité, il ne permet de régénérer qu'un seul type de symbole. Le DSSOA ne peut donc constituer, seul, un régénérateur complet mais semble être une fonction intéressante à associer au NOLM-SOA.

Notons enfin que les attraits du double étage de SOA se cumulent à chaque ajout d'un SOA au dispositif [91]. Cependant, l'augmentation du nombre de SOA complexifie le dispositif et accroît le bruit d'émission spontanée amplifiée propre à ces amplificateurs [92] et ainsi augmente le facteur de bruit de la fonction. Dans le cadre d'un travail de régénération en association avec le NOLM-SOA, le double étage semble être une configuration adaptée.

5.3.2 Caractérisation expérimentale

Dans ce paragraphe, nous décrivons l'élaboration du double étage utilisé dans les travaux expérimentaux. Puis, nous présentons le mode de réglage d'un tel dispositif ainsi que quelques caractérisations utiles à son emploi en association au NOLM-SOA pour la régénération optique.

5.3.2.1 Description du dispositif expérimental

La Figure 5.29 montre le dispositif étudié au laboratoire.

Il est composé de composants fibrés classiques, c'est-à-dire en fibres standard.

Les deux amplificateurs à semi-conducteurs sont choisis identiques et chacun est précédé d'un isolateur et suivi d'un filtre, comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe précédent.

Le coupleur 1 permet de diviser le signal de pompe en deux signaux équivalents permettant de moduler chacun un SOA. Les coupleurs 3 et 5 permettent d'injecter les signaux de pompe et de sonde dans chacun des SOA. Leurs sorties non reliées aux SOA sont ainsi utilisées pour mesurer précisément les puissances des signaux à l'entrée de chaque SOA via un analyseur de spectre optique ou pour visualiser ces signaux par des acquisitions de diagrammes de l'œil à l'oscilloscope. Enfin, les coupleurs 2 et 4 ont été ajoutés au dispositif dans l'éventualité de l'utilisation d'un faisceau de maintien pour raccourcir le temps de récupération du gain des SOA*.

De nombreux atténuateurs variables optiques (AVO) ont été inclus à ce montage pour pouvoir contrôler indépendamment les puissances des signaux de pompe et de sonde arrivant sur chaque SOA.

* Nous invitons si besoin le lecteur à se reporter au paragraphe 6.1.1.2 du chapitre 6 qui est dédié à l'étude de l'utilisation de faisceaux de maintien.

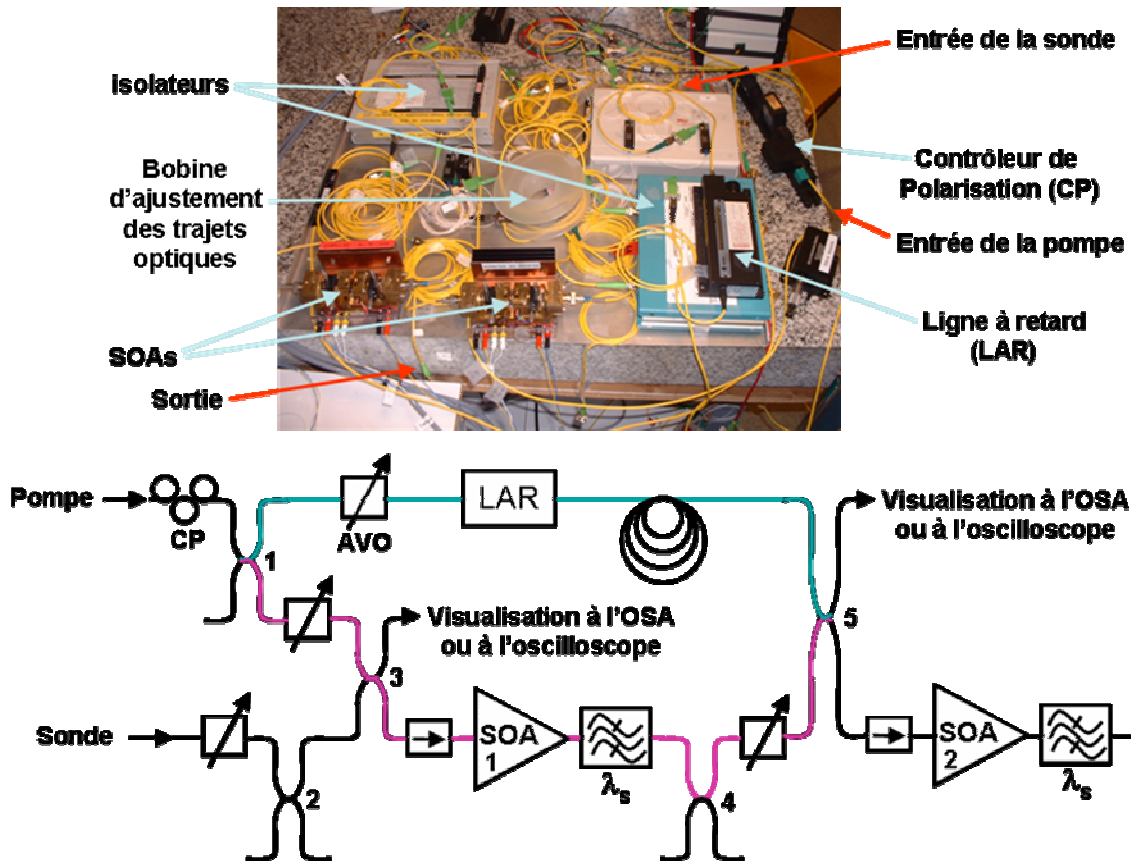


Figure 5.29 : Photographie et schéma du montage expérimental du double étage de SOA.

Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe précédent, le fonctionnement du double étage permet une amélioration du taux d'extinction par rapport à un SOA seul mais seulement lorsque le signal de pompe modulé arrivant dans le second SOA est synchrone avec le signal de sonde modulé issu du premier SOA. Pour cela, il est donc nécessaire que les deux trajets des signaux modulés, bleu et rose sur le schéma de la Figure 5.29, aient exactement la même longueur. Notons qu'une ligne à retard est insérée sur le trajet bleu pour affiner la synchronisation des signaux. Or, celle-ci est accordable sur 200 ps, ce qui correspond à une longueur de fibre de 4 cm. Il est donc nécessaire que les longueurs des deux trajets soient identiques à 2 cm près (± 100 ps). Le procédé d'élaboration du double étage de SOA passe donc par la mesure de la longueur de fibres sur les deux trajets (qui est fixée par tous les éléments nécessaires au montage)*. Il faut ensuite ajouter au trajet le plus court (le trajet bleu sur le schéma) la longueur de fibre manquante (dans notre cas 16 m) pour équilibrer le montage. Tous ces problèmes seraient très facilement résolus dans le cas d'un dispositif photonique intégré.

Pour vérifier que les deux trajets peuvent avoir la même longueur via optimisation de la ligne à retard, un train d'impulsions de fréquence de 450 MHz a ensuite été injecté dans le montage, au niveau de l'entrée du signal de pompe. Les deux trains d'impulsions, obtenus par division au niveau du coupleur 1, doivent alors parfaitement pouvoir se superposer en sortie du coupleur 5. Une parfaite superposition a été obtenue pour une graduation de 105 ps sur la ligne à retard (montrant une bonne précision dans l'équilibrage du montage). Enfin, pour vérifier que les impulsions qui se recouvrent ne sont pas décalées d'un multiple de la période du train d'impulsions, nous injectons des données au lieu d'une horloge. Tous les symboles '1' se superposent parfaitement.

* Notons que, dans notre cas, le trajet le plus long, le rose, mesure environ 26 m.

5.3.2.2 Réglages

Une fois le dispositif élaboré, une procédure de réglage a été mise au point, comme nous l'avons fait dans le cas du NOLM-SOA. Pour cela, une étude préliminaire des deux SOA en termes de taux de compression en fonction de la puissance de pompe et pour différentes valeurs de sonde a été effectuée.

Pour mesurer le taux de compression (T_c), nous avons utilisé le procédé de mesure décrit au paragraphe 4.2.3 du chapitre 4. Nous avons ici travaillé avec une impulsion isolée du signal RZ issu de l'émission utilisée lors des caractérisations en environnement « système », dans le but de déterminer les réglages optimaux du DSSOA pour cette configuration. Nous avons alors obtenu les courbes de la Figure 5.30(a). Ces courbes sont celles obtenues pour le second SOA du double étage. Des courbes similaires ont été obtenues pour le premier.

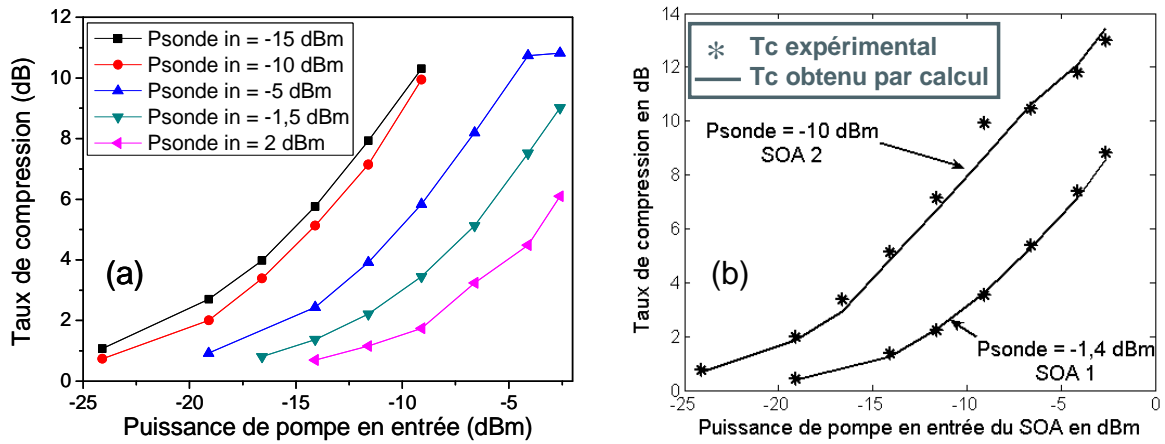


Figure 5.30 : Etude expérimentale des taux de compression de chacun des SOA du DSSOA.
(a) : Mesure du taux de compression pour différentes puissances de sonde fixées ; (b) : Validation de la mesure.

Pour valider cette mesure, nous avons comparé ces résultats à ceux obtenus par calcul du taux de compression à partir des mesures de gain statique. Ce calcul peut se comprendre à partir de la Figure 4.20 du paragraphe 4.2.2.2. Il suffit en fait de connaître la puissance moyenne de pompe en entrée, P_p^{moy} , ainsi que son taux d'extinction, TE_{in} , pour pouvoir en déduire $P_{0'}$ et $P_{1'}$, les puissances des symboles '0' et '1' respectivement du signal de pompe en entrée, grâce aux formules suivantes (où les grandeurs sont exprimées en linéaire) :

$$\begin{cases} P_p^{moy} = \frac{P_{1'} + 3P_{0'}}{4} \\ P_{1'} = TE_{in} \cdot P_{0'} \end{cases} \quad (5.17)$$

La première expression de ce système constitue une approche empirique obtenue compte tenu de la forme des signaux issus du modulateur.

La courbe de gain statique permet ensuite d'obtenir les puissances correspondantes en sortie de l'amplificateur à semi-conducteurs, ce qui permet d'en déduire le taux d'extinction en sortie. La Figure 5.30(b) présente un exemple de résultat obtenu pour chacun des SOA du double étage et pour deux puissances de sonde différentes*.

On voit, d'après la Figure 5.30(b) que les courbes expérimentales et théoriques sont en accord. Notons que pour obtenir cette adéquation, la valeur du taux d'extinction du signal de pompe a

* Nous rappelons qu'une telle comparaison avait déjà été présentée sur la Figure 4.9 du paragraphe 4.1.2.1.

été fixée à 14,7 dB lors du calcul numérique, ce qui est cohérent avec le signal d'émission*. Cette valeur a également permis d'interpoler les mesures obtenues pour les autres puissances de sonde et dans le cas des deux SOA. Toutes ces courbes ont ainsi été utilisées pour trouver un point de fonctionnement au double étage puisqu'elles permettent de choisir les réglages de chaque SOA pour obtenir le taux de compression voulu dans chacun d'eux, et ainsi le taux d'extinction désiré en sortie du double étage. Notons que ces courbes permettent de déterminer directement la puissance de pompe ainsi que celle de la sonde continue.

La Figure 5.31 présente deux points de fonctionnement choisis, dans le but de conserver le format RZ (a), et dans le but de maximiser le taux d'extinction sans se soucier d'une conversion de format (b). Sur cette figure, le niveau de puissance du « zéro-optique » est symbolisé par la ligne discontinue et l'amplitude de chaque acquisition est de 500 μ V/div.

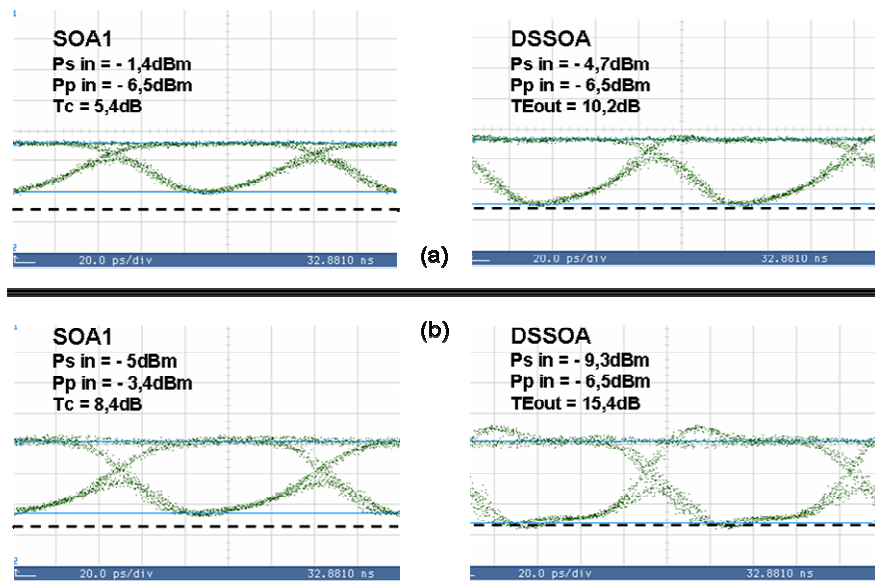


Figure 5.31 : Exemples de réglages du double étage.

(a) : Conservation du format RZ ; (b) : Taux d'extinction en sortie maximal avec conversion de format RZ vers NRZ.

Les puissances de pompe et de sonde ont été fixées en fonction des courbes de la Figure 5.30(a). Les taux d'extinction obtenus en sortie du premier SOA correspondent à ceux prédits. Nous pouvons, de plus, remarquer que les taux d'extinction en sortie du double étage sont à peu près égaux au double (en dB) de ceux en sortie du premier étage, comme nous l'attendions d'après les équations. De plus, nous avons pu remarquer, au cours de nos réglages, que le meilleur taux d'extinction en sortie du double étage est obtenu lorsque les SOA ont des fonctionnements identiques, comme le préconise la théorie. Les réglages présentés ci-dessus sont donc optimaux.

Notons enfin que, au vu de ces diagrammes de l'œil, le double étage semble fonctionner, en termes de récupération du gain, de la même manière que chacun des SOA qui le constituent, comme nous l'avons expliqué et comme le montre la théorie [64]. En effet, lorsque le taux de compression de chaque SOA est choisi pour que celui-ci ait une récupération du gain permettant de conserver le format RZ, comme sur la Figure 5.31(a), le taux d'extinction en sortie du double étage est supérieur à 10 dB alors que le temps de récupération du gain est équivalent à celui des SOA seuls. Par contre, le double étage de SOA réalise une conversion de format RZ vers NRZ lorsque les SOA eux-mêmes réalisent une telle conversion.

* Le taux d'extinction en entrée ne peut être mesuré car il se situe aux alentours de 15 dB, limite de résolution de notre appareil de mesure.

La procédure de réglage du double étage de SOA consiste donc tout d'abord à optimiser la longueur des deux trajets optiques puis à régler indépendamment les deux SOA dans le but que leurs taux de compression soient approximativement égaux à la moitié du taux d'extinction désiré en sortie du double étage.

Dans le cas particulier d'un fonctionnement 3R, il faut tout d'abord régler le signal de sonde car celui-ci est une horloge qui ne doit pas être déformée par son passage dans les SOA, autrement que par la modulation du gain par la pompe^{*}. Ainsi, on atténue d'abord complètement la pompe et on règle le niveau de sonde au maximum en veillant à ce que les impulsions en entrée et en sortie de chaque SOA soient semblables (notons qu'une déformation de l'horloge est également possible si les filtres en sortie des SOA sont mal réglés). Le réglage de la sonde consiste donc à trouver un compromis entre non déformation des impulsions de l'horloge et amélioration du temps de récupération du gain. Puis, une fois la puissance optimale de sonde déterminée, le fonctionnement de chaque SOA est réglé. Pour cela, la puissance de la pompe est progressivement augmentée. Le réglage est tout d'abord réalisé en configuration 2R, puis, l'optimisation du fonctionnement 3R est obtenue en faisant varier temporellement la synchronisation de l'horloge avec les données via une ligne à retard^{**}. Le second SOA est ensuite réglé selon la même procédure. Enfin, le réglage du double étage est affiné en jouant sur la ligne à retard, puis sur les puissances et la ligne à retard de l'horloge.

5.3.2.3 Caractérisation « système »

Une fois un choix de réglages fixé, nous avons réalisé des mesures de pénalité introduite par le DSSOA et un SOA seul, en fonctionnement 2R. Les résultats obtenus sont reportés sur la Figure 5.32.

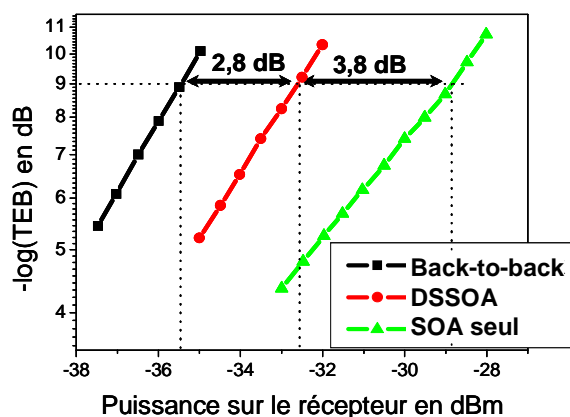


Figure 5.32 : Comparaison des pénalités introduites expérimentalement par le DSSOA et par un SOA seul.

Ils prouvent bien qu'un double étage est plus efficace qu'un SOA seul. En effet, la pénalité mesurée pour un TEB de 10^{-9} avec l'introduction d'un amplificateur à semi-conducteurs utilisé seul est supérieure de 3,8 dB à celle engendrée par l'utilisation du DSSOA, dans les mêmes conditions. Ceci s'explique par l'amélioration du taux d'extinction par le double étage par rapport au SOA ce qui facilite la détection et augmente donc la sensibilité du récepteur.

^{*} Si la sonde sature trop les SOA, ceux-ci peuvent déformer les impulsions d'horloge par auto-modulation.

^{**} Comme nous l'avons vu lors de la description de la régénération 3R au chapitre 2, la synchronisation de l'horloge par rapport au milieu du temps bit est permise à l'aide d'une ligne à retard. Le réglage de cette ligne à retard est primordial dans notre application pour que les impulsions de l'horloge soient synchronisées avec la modulation du gain du SOA par le signal portant les données.

Cependant, la pénalité mesurée pour le double étage est de 2,8 dB ce qui est tout de même assez important. Or, ceci vient du fait que le double étage ne réduit le bruit que sur un seul type de symbole et que la pente de sa fonction caractéristique, même si elle est plus forte que pour un SOA seul, reste tout de même trop faible. De plus, comprenant deux SOA, le DSSOA a un important facteur de bruit, le signal est donc dégradé par l'ESA introduite. Comme nous l'avons déduit de l'analyse théorique du fonctionnement du double étage, celui-ci ne peut être utilisé seul en tant que régénérateur. Cependant, son association avec le NOLM-SOA peut être pertinente puisque les inconvénients de l'un peuvent être compensés par les avantages de l'autre.

Enfin, une mesure de tolérance aux fluctuations de puissance de pompe en entrée du double étage a été réalisée. Pour cela, nous avons, comme précédemment, réalisé des mesures de taux d'erreur binaire en fonction de la puissance sur le récepteur mais, cette fois-ci, pour différentes puissances de pompe. Chaque courbe nous a permis de déterminer la sensibilité du récepteur* obtenue pour chaque puissance de pompe. La Figure 5.33, exprimant la sensibilité en fonction de la puissance de pompe, montre un récapitulatif des résultats.

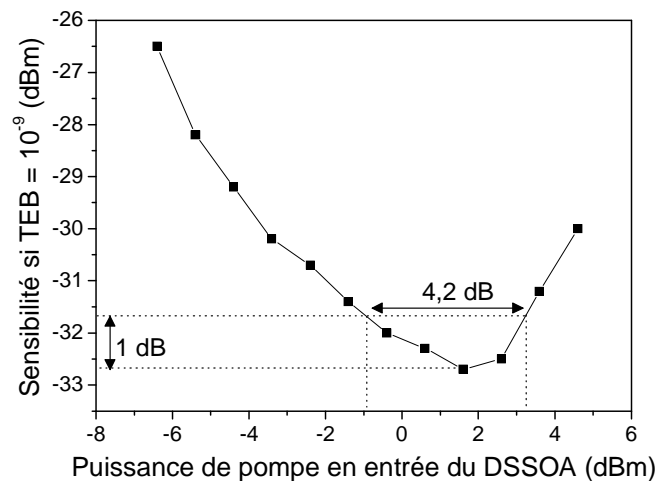


Figure 5.33 : Mesure de tolérance du double étage aux fluctuations de puissances de pompe.

Ce résultat montre que le double étage est un dispositif très robuste puisqu'une fluctuation de 4,2 dB de la puissance de pompe en entrée ne provoque qu'une variation de 1 dB de la puissance requise sur le récepteur pour obtenir un TEB de 10^{-9} . Notons cependant que, pour de fortes puissances de pompe, le dispositif s'est avéré instable, rendant difficile la mesure de taux d'erreur binaire. Or, des mesures réalisées par la suite ont montré que le taux de réjection du filtre utilisé en sortie du double étage n'était pas assez fort pour supprimer totalement le signal de pompe, surtout lorsque celui-ci devenait trop important. Dans la suite, ce problème a été résolu.

Les différents résultats présentés dans ce paragraphe montrent que le double étage est un dispositif relativement simple pouvant pallier les défauts rencontrés lors de l'utilisation d'un seul SOA en modulation croisée de gain. Cependant, il ne peut fonctionner seul en tant que régénérateur du fait de la forme de sa fonction caractéristique et des pénalités qu'il introduit. Cependant, en vue d'une association avec le NOLM-SOA, il apparaît comme un dispositif très intéressant.

Dans la suite, nous allons donc présenter les études menées sur le dispositif formé de l'union du NOLM-SOA et du double étage.

* Nous rappelons que la sensibilité du récepteur correspond à la puissance requise sur le récepteur pour mesurer un taux d'erreur binaire donné (ici 10^{-9}).

5.4 Etude « système » du régénérateur 3R formé du NOLM-SOA en réflexion et du DSSOA

D'après les études présentées précédemment, nous avons vu que l'association du NOLM-SOA et du DSSOA semblait prometteuse en termes de régénération dans une ligne point-à-point. Nous avons ainsi testé ce dispositif avec le format RZ utilisé sur ce type de liaison.

De plus, les études précédentes ont montré qu'à cause du long temps de récupération du gain des SOA utilisés (80 à 100 ps), seule une étude à 10 Gbit/s semblait possible.

Enfin, nous avons vu que les réglages de chaque dispositif permettant un fonctionnement optimal entraînent généralement une conversion de format RZ vers NRZ dans la configuration 2R, ce qui est inenvisageable en sortie d'un régénérateur sur une ligne point-à-point. Ainsi, pour pallier ce problème, le choix de la configuration 3R, pour maintenir le format RZ tout en assurant une régénération complète, s'est avéré le plus adapté à notre application.

Dans la suite, nous allons donc présenter les études en configuration « système » du dispositif DSSOA suivi du NOLM-SOA puis NOLM-SOA suivi du DSSOA, en tant que régénérateur 3R.

5.4.1 DSSOA suivi du NOLM-SOA en réflexion

La première configuration que nous avons choisi d'étudier est le double étage de SOA suivi du NOLM-SOA. En effet, nous avons vu lors des études précédentes que la fonction caractéristique du NOLM-SOA présente une forme en « S » contrairement à celle du DSSOA. De plus, le double étage de SOA ajoute plus de bruit d'émission spontanée amplifiée que le NOLM-SOA. Nous avons donc décidé de placer le NOLM-SOA en fin de dispositif pour que le signal en sortie de l'ensemble ait un bruit résiduel minimal.

Le schéma de principe du dispositif complet est donné en Figure 5.34.

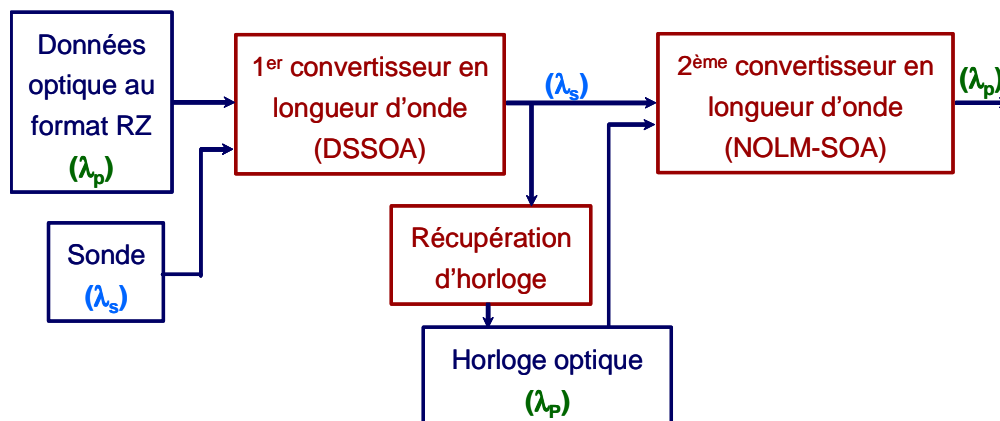


Figure 5.34 : Schéma de principe du dispositif formé du double étage de SOA suivi du NOLM-SOA.

Les longueurs d'onde choisies sont 1552,5 nm pour la sonde (λ_s) et 1556,5 nm pour la pompe (λ_p) en entrée du dispositif complet et donc du DSSOA, et celles-ci sont inversées en entrée du NOLM-SOA. Ceci permet de revenir à la longueur d'onde initiale en sortie et ainsi de réaliser une régénération sans conversion de longueur d'onde. Notons, de plus, que l'écart entre les longueurs d'onde est assez important pour permettre un filtrage efficace. De plus, la longueur d'onde de sonde a été choisie inférieure à la longueur d'onde de pompe dans le DSSOA pour optimiser la modulation de gain croisée, comme expliqué au paragraphe 4.1.1.6 [93].

La récupération d'horloge a lieu entre les deux dispositifs pour optimiser la stabilité de l'ensemble de la fonction optique. Ainsi, seul le NOLM-SOA est utilisé en configuration 3R.

Lors de la recherche d'un point de fonctionnement, nous avons remarqué que si le niveau '0' du signal en sortie du double étage n'est pas suffisamment bas, ceci induit du bruit parasite sur les symboles '1' en sortie du NOLM-SOA. Ainsi, il faut augmenter au maximum le taux de compression dans les SOA du double étage même si cela induit une conversion de format. Cette remarque rejoint celles déduites des études séparées du double étage et du NOLM-SOA. La Figure 5.35 présente les diagrammes de l'œil du signal à l'émission ainsi qu'en sortie du double étage et du dispositif complet obtenus pour l'un des points de fonctionnement optimum.

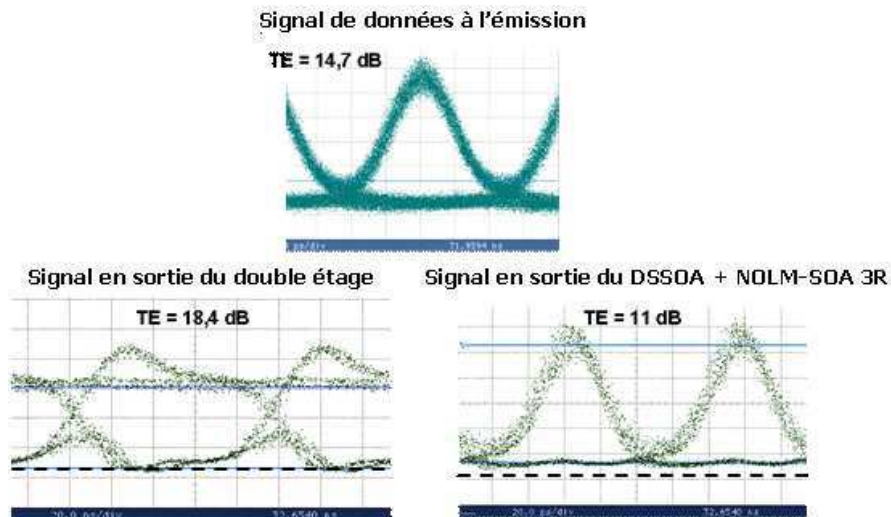


Figure 5.35 : Point de fonctionnement du dispositif complet formé du DSSOA suivi du NOLM-SOA.

Comme nous l'avons déduit des études du paragraphe 5.2.2.3 et en particulier de la Figure 5.23, le taux d'extinction en sortie du NOLM-SOA est de 11 dB. Ceci sera vraisemblablement pénalisant en environnement « système ».

Pour le vérifier, nous avons tout d'abord mesuré la pénalité introduite par le dispositif complet en fonctionnement 3R. Celle-ci a été évaluée à 1,5 dB pour un TEB de 10^{-9} et est donc plus faible que celle de chacun des convertisseurs en longueur d'onde.

Une étude en boucle à recirculation a ensuite été tentée. Tout d'abord, nous avons travaillé avec une boucle formée de 10 km de transmission.

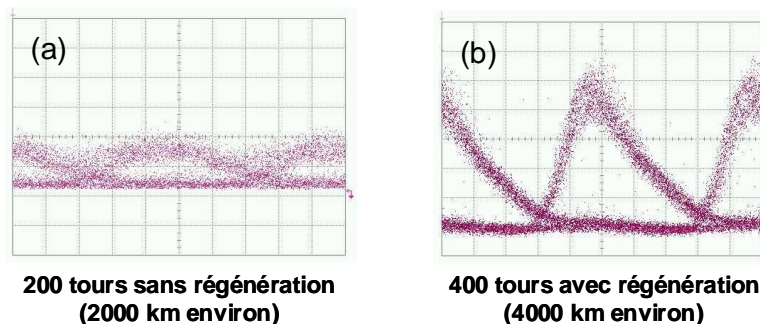


Figure 5.36 : Comparaison d'une transmission expérimentale ne comprenant pas le dispositif 3R complet (a) et lorsque celui-ci est introduit tous les 10 km (b).

Au bout de 2000 km, c'est-à-dire 200 tours de boucle, le signal est fortement dégradé, comme le montre le diagramme de l'œil de la Figure 5.36(a). En insérant le DSSOA suivi du NOLM-SOA dans la boucle, nous avons pu parcourir 4000 km en conservant un diagramme de l'œil relativement bien ouvert, comme on peut le voir sur la Figure 5.36 (b).

Ce résultat nous montre que le dispositif formé d'un DSSOA suivi d'un NOLM-SOA en réflexion réalise une régénération 3R du signal. Cependant, du fait des fortes instabilités du dispositif vis-à-vis des fluctuations des polarisations des données, aucune mesure de taux d'erreur binaire n'a pu être réalisée.

Cette étude a été réalisée pour un pas de régénération (10 km) non réaliste par rapport aux exigences du marché des télécommunications optiques. Une nouvelle étude a donc été réalisée à partir d'une boucle à recirculation de 100 km, composée de deux tronçons de 50 km de fibre à dispersion décalée (NZDSF) dont la dispersion chromatique est compensée par une fibre à compensation de dispersion (DCF). Les pertes de ces fibres sont exactement contrebalancées par deux amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA) ainsi qu'un pompage Raman contra-propagatif. La puissance en entrée de la boucle, et ce pour chaque tour, est ainsi fixée à -10 dBm tout en assurant une faible accumulation de bruit dans la ligne [90, 94]*.

Par insertion du DSSOA suivi du NOLM-SOA en réflexion, aucun résultat n'a pu être obtenu tant du point de vue du taux d'erreur binaire (les mêmes instabilités ayant été observées que lors des expériences avec la boucle de 10 km) que du diagramme de l'œil. En effet, cette fois-ci, le diagramme de l'œil en sortie du DSSOA après le second tour de boucle est fortement dégradé, comme le montre la figure suivante.

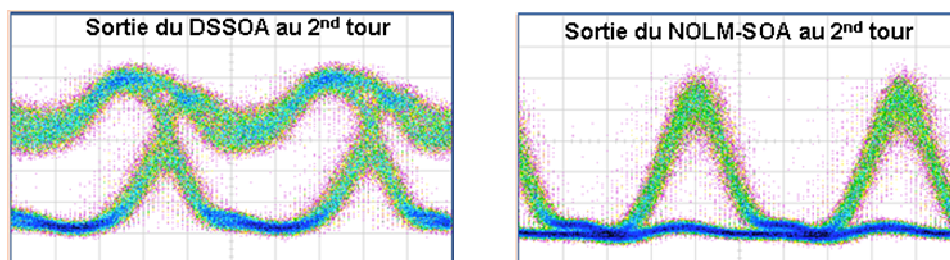


Figure 5.37 : Diagrammes de l'œil en sortie du DSSOA (à gauche) et du NOLM-SOA (à droite) au second tour de la boucle de 100 km.

Cette déformation du diagramme de l'œil en sortie du DSSOA s'accroît au fil des tours, ne permettant pas de résultats concluants. Malgré nos tentatives, le problème de la déformation en sortie du DSSOA n'a jamais pu être résolu.

Le dispositif formé du double étage suivi du NOLM-SOA en réflexion ne nous a donc pas permis d'atteindre notre objectif, c'est-à-dire réaliser un régénérateur stable permettant des études de taux d'erreur binaire en configuration de boucle à recirculation. Cependant, au vu des résultats obtenus avec la boucle de 10 km, il semble que l'association des deux convertisseurs en longueur d'onde présente tout de même des capacités régénératives.

L'étape suivante a donc consisté à étudier la configuration inversée, c'est-à-dire le NOLM-SOA suivi du double étage.

* Pour plus de précision sur cette boucle, nous invitons le lecteur à se reporter aux thèses de L. Bramerie [90] et M. Gay [94]. Nous tenons également à rappeler que le principe des boucles à recirculation est expliqué au paragraphe 2.3.2.2 du chapitre 2.

5.4.2 NOLM-SOA en réflexion suivi du DSSOA

Cette configuration doit permettre d'offrir un excellent taux d'extinction en sortie tout en réduisant le bruit à la fois sur les symboles '1' et '0'.

Comme dans le cas du double étage suivi du NOLM-SOA, le premier convertisseur est utilisé en configuration 2R et le second en configuration 3R. La récupération d'horloge a lieu, comme dans le cas précédent, au niveau du signal sortant du premier convertisseur, c'est-à-dire, ici, du NOLM-SOA. Le schéma de principe du NOLM-SOA suivi du DSSOA est donc similaire à celui de la Figure 5.34, avec, bien entendu, une inversion entre les places du NOLM-SOA et du double étage. La Figure 5.38 présente plus précisément le montage de ce dispositif expérimental.

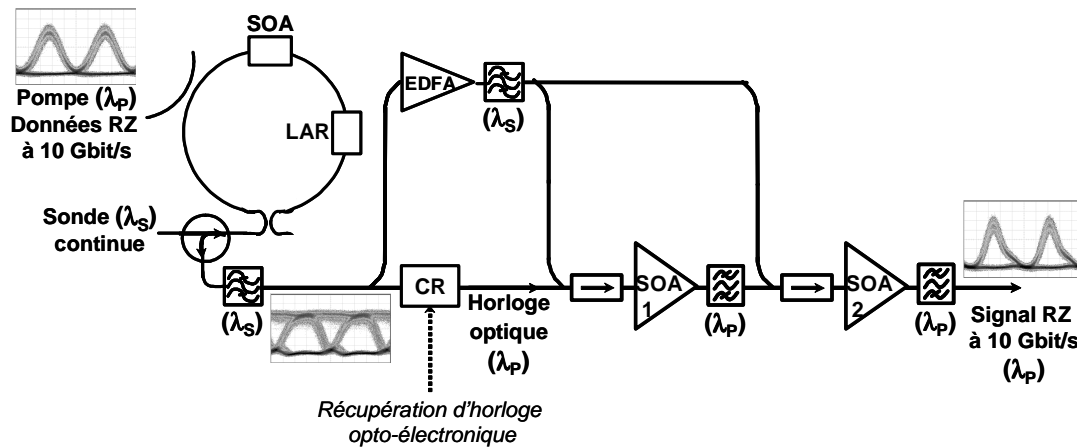


Figure 5.38 : Schéma du montage du NOLM-SOA suivi du double étage.

Les longueurs d'onde ont été ici inversées par rapport à la configuration précédente (ici $\lambda_p = 1552,5$ nm et $\lambda_s = 1556,5$ nm) pour que le DSSOA et le NOLM-SOA aient leurs signaux de pompe et de sonde aux mêmes longueurs d'onde que précédemment. Ainsi, la XGM des SOA du double étage est toujours optimale garantissant un excellent taux d'extinction en sortie [93].

Un amplificateur à fibre dopée erbium (EDFA), suivi d'un filtre pour supprimer le bruit d'émission spontanée amplifiée qu'il introduit, est inséré entre les deux convertisseurs en longueur d'onde pour pouvoir au mieux réaliser les réglages du double étage.

Notons enfin que, comme les études séparées des deux dispositifs le laissaient prévoir, le point de fonctionnement du NOLM-SOA suivi du double étage a été obtenu pour une conversion de format RZ vers NRZ par le NOLM-SOA. Le schéma de la Figure 5.38 présente les diagrammes de l'œil du signal à chaque étape.

Comme nous l'avons expliqué au chapitre 2, la première caractérisation d'un dispositif destiné à la régénération consiste à mesurer sa fonction caractéristique. Or, comme nous l'avons vu, le fonctionnement du NOLM-SOA est dépendant de la dynamique de son signal de contrôle et le paramètre ΔT joue un rôle majeur sur sa fonction caractéristique. Celle du dispositif complet doit donc être mesurée et tracée en fonction de la puissance d'une impulsion et non plus de celle d'un signal continu (comme dans le cas d'un simple SOA). Une mesure du taux d'extinction en sortie du NOLM-SOA suivi du double étage en fonction de la puissance crête d'une impulsion de pompe a donc été effectuée. Le principe de cette mesure est schématisé sur la Figure 5.39.

Une sonde continue ainsi qu'une impulsion (un symbole '1' isolé) sont injectées dans le dispositif. Le taux d'extinction de l'impulsion de pompe est fixé et excellent (14,7 dB), sa puissance moyenne est, quant à elle, progressivement augmentée grâce à un atténuateur variable. Ainsi, en sortie, lorsque la puissance de l'impulsion de pompe est trop faible pour moduler les

SOA du dispositif (a), nous obtenons, en sortie, l'horloge optique qui a été injectée au niveau du double étage. Puis lorsque la puissance augmente ((b) puis (c)), l'horloge en sortie est alors de plus en plus modulée. Le taux d'extinction en sortie du dispositif 3R varie en conséquence.

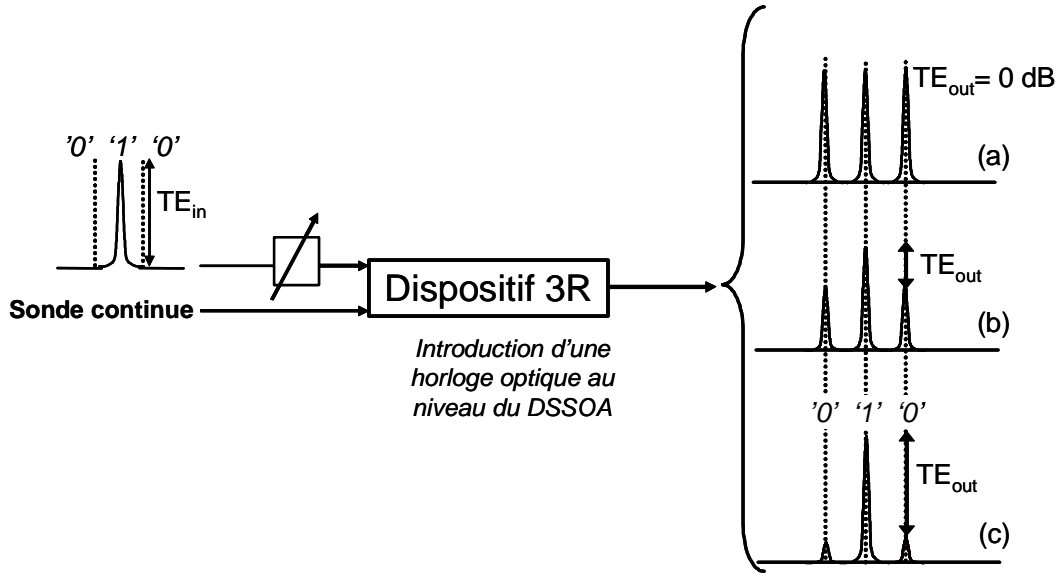


Figure 5.39 : Schéma de principe de la mesure de la fonction caractéristique du dispositif 3R (NOLM-SOA suivi du DSSOA) avec signal en sortie pour trois puissances crête d'impulsion en entrée : (a) faible, (b) moyenne, (c) forte

Cette expérience nous permet donc de tracer le taux d'extinction en sortie du NOLM-SOA suivi du double étage en fonction de la puissance de pompe crête en entrée, c'est-à-dire :

$$TE_{out} = f(P_{in}^{1'}) \quad (5.18)$$

Or, d'après la définition du taux d'extinction et le fait que la fonction caractéristique (notée f_c) d'un dispositif permet de connaître la puissance de sortie qui correspond à une puissance en entrée donnée, nous obtenons la relation suivante :

$$TE_{out} = \frac{P_{out}^{1'}}{P_{out}^{0'}} = \frac{f_c(P_{in}^{1'})}{f_c(P_{in}^{0'})} \quad (5.19)$$

Ainsi, si on fait l'hypothèse que $f_c(P_{in}^{0'})$ est une constante, alors, en normalisant la courbe obtenue par la mesure décrite précédemment, on obtient directement la fonction caractéristique normalisée en fonction de la puissance crête de pompe en entrée.

Le résultat est reporté sur la Figure 5.40 où on peut constater que le taux d'extinction maximal peut être atteint avec une impulsion en entrée ayant un taux d'extinction de 10 dB. Or, le signal utilisé pour la mesure avait un taux d'extinction de 14,7 dB. Ainsi, lorsque le maximum a été atteint, la puissance du niveau '0', $P_{in}^{0'}$, était toujours inférieure au « seuil de transmission » du dispositif, c'est-à-dire à la puissance permettant de moduler les SOA. Tout au long de la mesure, la valeur de $f_c(P_{in}^{0'})$ est donc restée constante. Ceci signifie que l'hypothèse précédente est vérifiée et que la courbe tracée est donc bien la fonction caractéristique du dispositif.

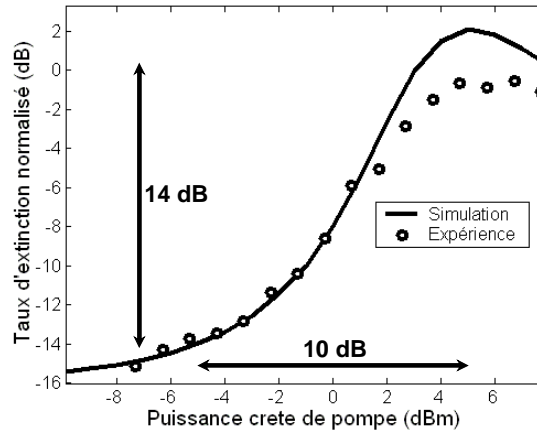


Figure 5.40 : Fonction caractéristique du dispositif complet (NOLM-SOA suivi de DSSOA).

Cette étude nous permet ainsi de constater que la fonction caractéristique du dispositif 3R complet a une forme en marche d'escalier, avec deux non-linéarités. Le dispositif devrait donc pouvoir réduire le bruit d'amplitude sur les symboles '1' et '0', c'est-à-dire réaliser une régénération complète. De plus, la Figure 5.40 montre une amélioration possible du taux d'extinction puisqu'un signal dont le taux d'extinction en entrée de 10 dB ressort du dispositif avec un taux d'extinction de 14 dB d'après la fonction caractéristique.

Ceci a été confirmé par une étude numérique du dispositif 3R à partir du modèle « complet » [65]. La fonction caractéristique obtenue a été superposée à celle expérimentale sur la Figure 5.40, montrant une bonne similitude qui valide notre programme. Nous avons alors étudié l'amélioration du taux d'extinction par la porte optique 3R. La Figure 5.41 présente les courbes obtenues pour deux études montrant l'influence des paramètres régissant le fonctionnement du NOLM-SOA, premier convertisseur du dispositif. La figure (a) montre donc l'impact des valeurs de puissances de sonde et de signal de contrôle, jouant sur la compression du gain du SOA, et la figure (b), l'influence du paramètre ΔT .

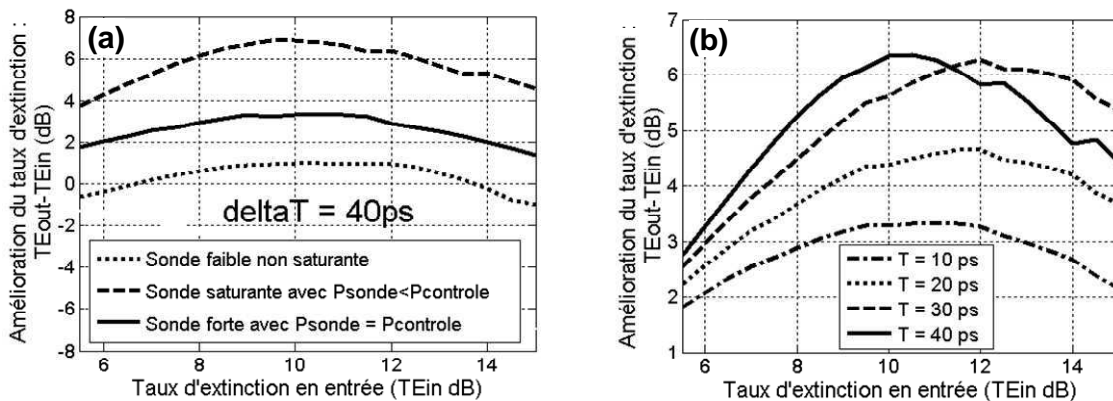


Figure 5.41 : Etude numérique de l'amélioration du taux d'extinction par le dispositif 3R formé du NOLM-SOA suivi du DSSOA.

(a) : Impact des puissances de sonde et contrôle, influant sur la compression du gain du SOA ; (b) : Impact du ΔT

Ces figures montrent que le NOLM-SOA en réflexion suivi du DSSOA permet d'améliorer le taux d'extinction, notamment pour une configuration où celui du signal en entrée est de 10 dB.

De plus, elles mettent en évidence que les paramètres du NOLM-SOA sont critiques. En effet, la figure (a) permet de valider le fait qu'il est nécessaire que la compression du gain du SOA

soit suffisante et avec un temps de récupération le plus rapide possible. Ainsi, la meilleure configuration apparaît pour une puissance de sonde suffisamment forte tout en restant inférieure à la puissance du signal de contrôle. Enfin, la figure (b) montre que, même si le NOLM-SOA est associé avec une autre fonction optique, le choix du paramètre ΔT est important. En effet, comme nous l'avions déjà conclu des études numériques sur le NOLM-SOA seul, plus ce paramètre est élevé, plus le taux d'extinction en sortie est important, plus il y a donc possibilité de l'améliorer par rapport à l'entrée. De plus, à partir de 30 ps, l'ouverture de la fenêtre d'échantillonnage en réflexion est au maximum mais l'augmentation du paramètre ΔT permet alors l'amélioration de la raideur de la pente de la fonction caractéristique. Ceci a pour conséquence de permettre d'obtenir l'amélioration maximale du taux d'extinction pour de plus petites valeurs de celui-ci en entrée, comme on peut le voir sur la Figure 5.41(b) en comparant les courbes obtenues pour des décalage ΔT de 30 et 40 ps.

Comme la fonction caractéristique est en forme de « S » et permet une amélioration du taux d'extinction, la première étape d'étude du caractère régénératif du dispositif est validée.

Une mesure de pénalité a donc ensuite été réalisée comme on peut le voir sur la Figure 5.42.

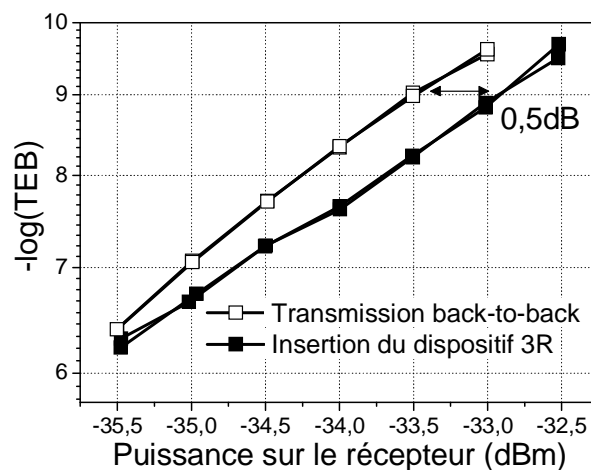


Figure 5.42 : Mesure de pénalité introduite par le NOLM-SOA suivi du double étage.

Cette très faible pénalité (0,5 dB) montre que le dispositif formé d'un NOLM-SOA en réflexion suivi du DSSOA introduit très peu d'erreurs supplémentaires à la détection ce qui signifie qu'il s'agit d'un très bon dispositif pour le traitement du signal optique.

Ainsi, le NOLM-SOA en réflexion suivi du DSSOA semble, d'après la forme de sa fonction caractéristique et de la faible pénalité qu'il introduit, être une fonction prometteuse pour la régénération tout-optique du signal.

Il est cependant nécessaire de réaliser des tests en boucle à recirculation pour déterminer, entre autres, si la légère déformation des impulsions par le dispositif n'est pas préjudiciable pour une utilisation en cascade, mais surtout pour valider le caractère régénératif de la fonction.

Les études en boucle à recirculation ont été réalisées à partir de la boucle de 100 km décrite précédemment. 1000 cascades du régénérateur ont alors été effectuées, permettant la

transmission d'une séquence RZ pseudo-aléatoire de $2^{15}-1$ bits sur 100 000 km sans erreur, c'est-à-dire avec un taux d'erreur binaire mesuré inférieur à 10^{-10} pendant plus d'une demi-heure*.

Les diagrammes de l'œil visualisés à différentes longueurs de transmission sont reportés sur la Figure 5.43.

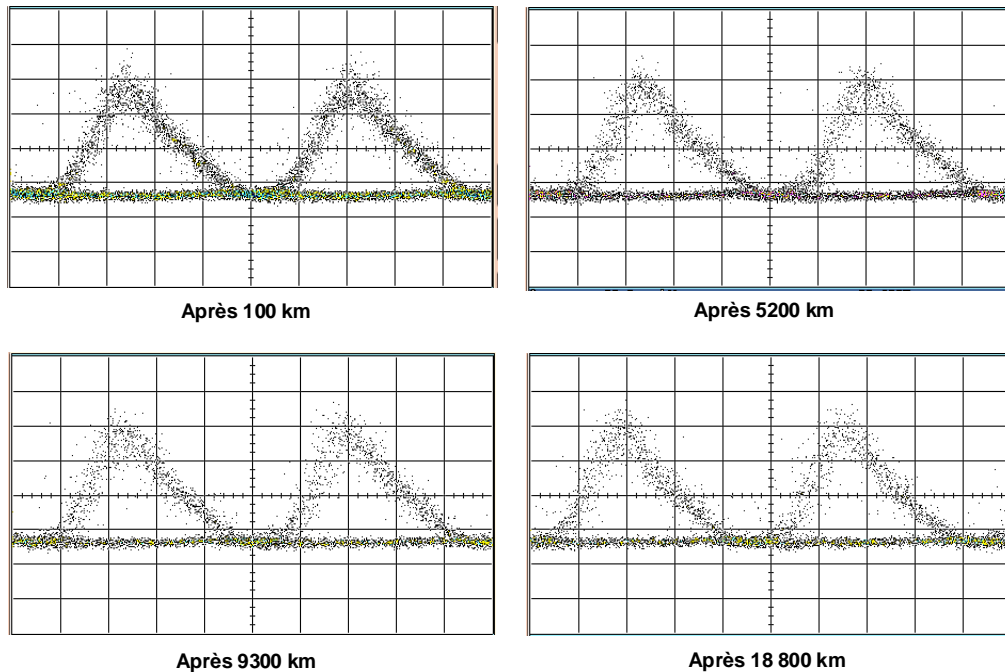


Figure 5.43 : Diagrammes de l'œil du signal portant les données tout au long d'une transmission expérimentale comprenant, tous les 100 km, le NOLM-SOA suivi du DSSOA.

Ces acquisitions** montrent que le signal demeure intact tout au long de la transmission et confirme donc que le NOLM-SOA en réflexion suivi du DSSOA constitue un régénérateur 3R performant.

Pour effectuer des mesures de taux d'erreur binaire, il nous a fallu dégrader le rapport signal sur bruit de la ligne. En effet, lorsque celui-ci est excellent (33 dB/nm), aucun taux d'erreur binaire n'est mesurable puisque la transmission se fait sans erreur. Du bruit optique a donc été ajouté artificiellement à la boucle via une source blanche d'émission spontanée amplifiée et un coupleur. La Figure 5.44 présente le schéma du montage complet, c'est-à-dire boucle avec possibilité d'ajout de bruit et comprenant le régénérateur.

Ce montage expérimental nous a permis de tester l'impact de l'insertion du NOLM-SOA suivi du DSSOA tous les 100 km dans une ligne de transmission présentant du bruit***.

* Ce temps de mesure permet d'assurer que l'intégralité de la séquence en sortie a été comparée à celle issue du bloc d'émission.

** Notons que l'échelle en amplitude des diagrammes de l'œil est à chaque fois la même, montrant une non dégradation du signal au cours de la transmission. Cependant, il ne nous a pas été permis de réaliser des acquisitions au delà d'une transmission de 20 000 km. Ceci est seulement dû au long temps d'acquisition obligatoire pour de plus longues transmissions en boucle à recirculation. Enfin, notons que les points isolés présents sur les acquisitions, sont dus à un défaut de notre appareil de mesure et non à des erreurs.

*** Un brouilleur de polarisation, dispositif modifiant la polarisation avec une certaine fréquence (ici de 1 MHz) permettant ainsi de décrire tous les états de polarisation possible, a été inséré dans la boucle devant le régénérateur. Ceci avait pour but de tester la robustesse du dispositif aux variations de polarisation.

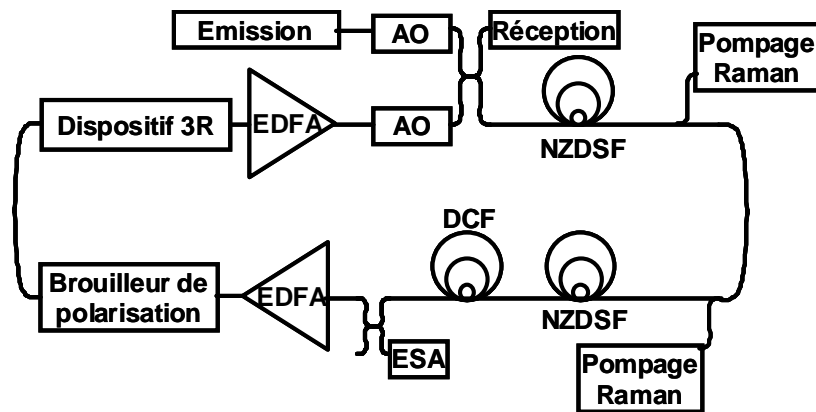


Figure 5.44 : Schéma du montage expérimental des mesures en boucle à recirculation.

Notons tout d'abord que nous avons essayé de régler le dispositif de telle manière que le diagramme de l'œil au bout de 100 km soit quasiment identique dans les cas d'une transmission avec ou sans bruit. Or, à chaque changement de l'OSNR dans la boucle, il nous a fallu retrouver un nouveau point de fonctionnement. Cependant, celui-ci était toujours aisé à obtenir puisqu'il nous suffisait de faire varier la ligne à retard du NOLM-SOA. Ainsi, pour une transmission sans bruit, c'est-à-dire avec un OSNR de 33 dB, nous avons choisi $\Delta T = 20$ ps et pour des transmissions de plus en plus bruitées, c'est-à-dire avec un OSNR se dégradant, le paramètre ΔT a été progressivement augmenté jusqu'à la valeur limite de 40 ps*.

Ces réglages sont cohérents avec les conclusions faites au paragraphe 5.2 sur l'étude de l'impact de paramètre ΔT sur le fonctionnement du NOLM-SOA. En effet, les études numériques, notamment la Figure 5.6, ont montré qu'au dessus d'une valeur de 20 ps, le décalage induit de fortes fluctuations dans le bas de la fenêtre de réponse temporelle du NOLM-SOA en réflexion. Ainsi, lorsque le signal est peu bruité, le décalage optimal est celui de 20 ps. Par contre, plus l'OSNR est dégradé, plus la fonction caractéristique du NOLM-SOA en réflexion doit présenter une pente raide avec deux non-linéarités bien marquées pour permettre au maximum la réduction du bruit d'amplitude. Or, nous avons montré, au paragraphe 5.2.2.3 (Figure 5.22), que plus ce paramètre ΔT est élevé, plus la fonction de transmission du NOLM-SOA en réflexion présente une pente raide avec deux non-linéarités de plus en plus flagrantes, la valeur $\Delta T = 40$ ps donnant la fonction caractéristique la plus raide.

Ainsi, l'utilisation du NOLM-SOA comme premier convertisseur en longueur d'onde entraîne la nécessité de faire varier le paramètre ΔT selon le niveau de bruit du signal à régénérer. Cependant, ce réglage n'apparaît pas contraignant pour l'utilisation expérimentale du dispositif.

La Figure 5.45 regroupe les différents résultats obtenus dans le cas de transmissions avec et sans régénérateur et pour plusieurs OSNR mesurés en entrée du dispositif au premier tour.

Ces résultats prouvent la capacité du régénérateur à réaliser une transmission de 100 000 km (ce qui correspond à 1000 cascades) alors que ceci n'est pas possible sans l'insertion du régénérateur (1000 km ne peuvent être atteints même avec un taux d'erreur binaire de seulement 10^{-4}). De plus, notons qu'une telle transmission est possible en assurant un taux d'erreur binaire d'environ 10^{-8} pour un OSNR de 24 dB (0,1 nm) mesuré devant le régénérateur au premier tour ou en assurant un TEB de 10^{-4} (qui peut être ramené à au moins 10^{-8} via l'utilisation d'un code correcteur d'erreur comme nous l'avons expliqué au chapitre 2) pour un OSNR de 21 dB.

* Nous rappelons que 40 ps est la valeur limite permettant d'ouvrir au maximum la fenêtre d'échantillonnage en réflexion sans création d'un dédoublement de cette fenêtre, comme nous avons pu le voir lors de nos simulations.

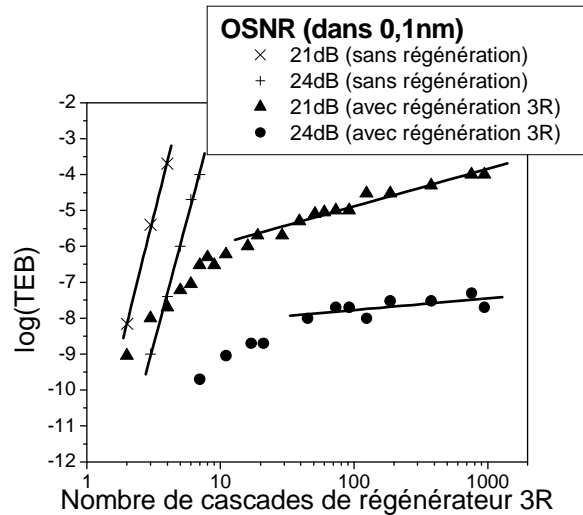


Figure 5.45 : Evolution expérimentale du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de tours de boucle (ce qui équivaut à la longueur de transmission ou au nombre de cascades de régénérateurs).

De plus, l'interpolation de ces courbes par une droite montre qu'après un certain nombre de tours de boucle, le taux d'erreur binaire suit une variation linéaire en fonction du nombre de cascades de régénérateurs. Cette linéarité n'apparaît qu'après plusieurs passages dans le régénérateur du fait de la forme en « S » et non en marche d'escalier de sa fonction caractéristique. Ces résultats montrent donc que l'évolution du taux d'erreur binaire de la ligne comprenant le NOLM-SOA suivi du DSSOA est totalement conforme à celle prédite par la théorie que nous avons présentée en fin de chapitre 2 [95].

Tous ces résultats prouvent que la fonction optique, basée sur l'architecture originale du NOLM-SOA en réflexion suivi du DSSOA, régénère le signal [96, 97].

Ce dispositif a également permis des études comparatives entre un répéteur opto-électronique et un régénérateur tout-optique, réalisées par L. Bramerie et M. Gay au cours de leurs travaux de thèse [90, 94]. Ces études leur ont notamment permis de montrer expérimentalement que le lien bien connu entre le taux d'erreur binaire et le facteur Q n'est plus valable dans le cas d'une application de régénération [98, 99, 100].

Enfin, ces résultats ont permis de montrer la très grande stabilité du dispositif, notamment vis-à-vis des fluctuations de polarisation des données en entrée.

En effet, lors de nos mesures, un brouilleur de polarisation a été inséré dans la boucle devant le régénérateur, comme on peut le voir sur la Figure 5.44, et aucune fluctuation du signal n'a été observée à l'oscilloscope.

Cependant, lors de l'étude du double étage suivi du NOLM-SOA, nous avons remarqué une forte instabilité du dispositif. Ainsi, l'association NOLM-SOA suivi du DSSOA a semblé plus efficace que la configuration inverse du point de vue de la stabilité du dispositif. Cette stabilité de la deuxième configuration (NOLM-SOA suivi du DSSOA), semblant due à une insensibilité à la polarisation, a fait l'objet d'une étude particulière que nous présentons dans le paragraphe suivant.

5.5 Etude de la dépendance du régénérateur 3R à la polarisation

La polarisation de la lumière décrit le « mouvement » du vecteur champ électrique lors de sa propagation*. Les lignes de transmission étant majoritairement formées de fibres standard, la polarisation des signaux s'y propageant n'est absolument pas maintenue et donc totalement inconnue. Dans le cadre de nos applications, la réponse des différentes portes optiques étant contrôlée par le signal portant les données, les fluctuations de polarisation de celui-ci sont à l'origine de variations du fonctionnement des dispositifs.

Ce paragraphe a pour but de comprendre et analyser la différence de dépendance à la polarisation des dispositifs étudiés dans ce chapitre, c'est-à-dire le NOLM-SOA et le DSSOA.

5.5.1 Contexte de l'étude et méthode de mesure

5.5.1.1 Problématique de l'étude

L'étude menée dans l'ensemble de ce paragraphe 5.5 a pour but d'analyser le fait que le dispositif composé du NOLM-SOA suivi du DSSOA s'est montré insensible aux fluctuations de la polarisation du signal de pompe portant les données, alors que la configuration inverse, DSSOA suivi du NOLM-SOA, s'est avérée, quant à elle, très instable en boucle à recirculation.

Le premier point de cette analyse consiste à noter que, lorsqu'une fonction optique est formée de deux dispositifs en cascade, c'est-à-dire que le signal de sortie de l'un contrôle la réponse de l'autre qui le suit, il faut placer en première position celui qui est le moins dépendant de la polarisation. En effet, s'il est insensible aux fluctuations de polarisation du signal portant les données, le premier dispositif « absorbe » les fluctuations de puissances qu'elles pourraient induire. Ainsi, la puissance du signal en sortie, qui entre ensuite dans le second dispositif, est stable quelle que soit la polarisation du signal portant les données en entrée et ne perturbe donc pas celui-ci.

La faible sensibilité à la polarisation de la configuration NOLM-SOA suivi du DSSOA, par rapport à celle de la configuration inverse, peut donc être expliquée par le fait que le NOLM-SOA est un composant très peu sensible à la polarisation contrairement au DSSOA.

Pour valider cette explication et en donner une analyse précise, il est tout d'abord nécessaire de lister les différences majeures d'utilisation et d'élaboration des deux fonctions pouvant avoir un impact sur la dépendance à la polarisation. La première différence est que le NOLM-SOA est fibré à maintien de polarisation ce qui n'est pas le cas du double étage. Deuxièmement, le NOLM-SOA a une architecture particulière, basée sur le phénomène d'interférence. Enfin, dans ces deux dispositifs, les SOA, qui sont identiques, fonctionnent suivant des configurations différentes : dans le NOLM-SOA, le SOA est soumis à deux sondes co et contra-propagatives polarisées rectilignement suivant l'axe TM du SOA, alors que dans le double étage, la sonde n'est que co-propagative et de polarisation quelconque. Notons, de plus, qu'il s'agit de deux convertisseurs en longueur d'onde dont l'association doit aboutir à un maintien de la longueur d'onde. Ainsi, la relation d'ordre entre les longueurs d'onde pour les deux dispositifs est différente ($\lambda_s > \lambda_p$ dans le NOLM-SOA et $\lambda_s < \lambda_p$ dans le DSSOA).

Si le NOLM-SOA est insensible à la polarisation alors que le DSSOA est sensible, cela signifie que soit le SOA utilisé dans la configuration propre au NOLM est lui-même insensible, soit l'architecture même du NOLM-SOA, et son caractère interférométrique, sont à l'origine de l'insensibilité, même si le SOA lui-même est dépendant de la polarisation.

* Nous invitons le lecteur à se reporter à l'Annexe C dont le premier paragraphe est consacré à quelques généralités sur la polarisation de la lumière.

Notons que la dépendance des SOA à la polarisation a deux origines principales : la géométrie du guide imposant deux facteurs de confinement suivant deux axes orthogonaux dits TE (axe parallèle au plan des couches de matériau formant le composant) et TM (axe perpendiculaire à ce plan) et une différence de gains matériau suivant ces deux axes. Le paragraphe C.2 en annexe développe plus en détail ces notions bien connues sur l'origine de la dépendance des SOA à la polarisation. Concernant les SOA des deux dispositifs étudiés, le mode TE correspond à une polarisation horizontale et le mode TM à une polarisation verticale, comme le schématise la Figure 5.46.

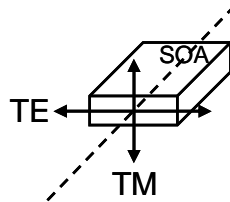


Figure 5.46 : Schéma d'un SOA et des deux axes TE et TM.

Pour analyser la dépendance à la polarisation du NOLM-SOA, du DSSOA ou du SOA seul, la même méthode de mesure a été appliquée pour pouvoir au mieux comparer les résultats. Nous présentons donc dans le paragraphe suivant la méthode de mesure sur laquelle notre étude expérimentale s'est basée.

5.5.1.2 Mesure de dépendance du gain à la polarisation

Les fonctions optiques étudiées aux cours de cette thèse étant basées sur des SOA, il s'agit de dispositifs amplificateurs. Leur dépendance à la polarisation se caractérise donc via la mesure de « gain dépendant de la polarisation », ou PDG pour Polarisation Dependant Gain, que nous appellerons également « dépendance du gain à la polarisation ».

En pratique, cela consiste à mesurer le gain du dispositif dans tous les cas possibles de polarisation des signaux. Pour simplifier les études expérimentales, nous avons simplement cherché les deux axes orthogonaux de polarisations rectilignes correspondant aux pire et meilleur cas, qui correspondent, pour le SOA seul, aux axes TE et TM*. Le gain n'a donc été mesuré que pour des signaux polarisés suivant ces deux axes. La dépendance du gain à la polarisation peut alors être calculée via la formule suivante :

$$PDG^{dB} = |G_{TE}^{dB} - G_{TM}^{dB}| \quad (5.20)$$

Dans nos expériences en environnement « système », le signal de commande des portes optiques est modulé. Pour plus de simplicité, au cours de cette étude, nous avons préféré travailler avec des signaux continus. Or, dans le cas d'une étude du SOA, nous avons vu, au chapitre 4, que des mesures de gain via des signaux continus permettent d'obtenir la courbe de gain statique, également appelée courbe de compression du SOA, qui n'est en fait, que la fonction caractéristique du SOA. Ainsi, une variation de cette courbe à cause d'une variation de polarisation montre directement les modifications possibles de compression du gain dues à des fluctuations de polarisation. Ceci est également valable pour le DSSOA.

Dans le cas du NOLM-SOA, même si nous avons vu que la réponse du dispositif dépend de la variation dynamique imposée par le paramètre ΔT , nous avons également montré qu'elle est

* Nous verrons par la suite que, dans le cas du NOLM-SOA, ces deux axes correspondent également aux deux axes modaux du SOA.

commandée par la compression du gain du SOA. Or, une fluctuation de puissance due à la polarisation a un impact sur la compression du SOA et non sur le décalage des gains induit par le paramètre ΔT . Une étude de la dépendance à la polarisation avec des signaux continus peut donc nous renseigner, comme dans le cas du SOA, sur le fonctionnement en environnement « système » face à des fluctuations de polarisation.

Deux cas de mesure de PDG se présentent alors : ceux des configurations en auto-saturation et en saturation croisée. La mesure de la PDG du SOA en auto-saturation permet de renseigner sur la dépendance intrinsèque du composant et est donc une mesure importante. Les portes optiques étudiées fonctionnant en modulation croisée, les mesures de PDG en configuration pompe/sonde permettent de les étudier. La Figure 5.47 schématise le principe de ces deux mesures.

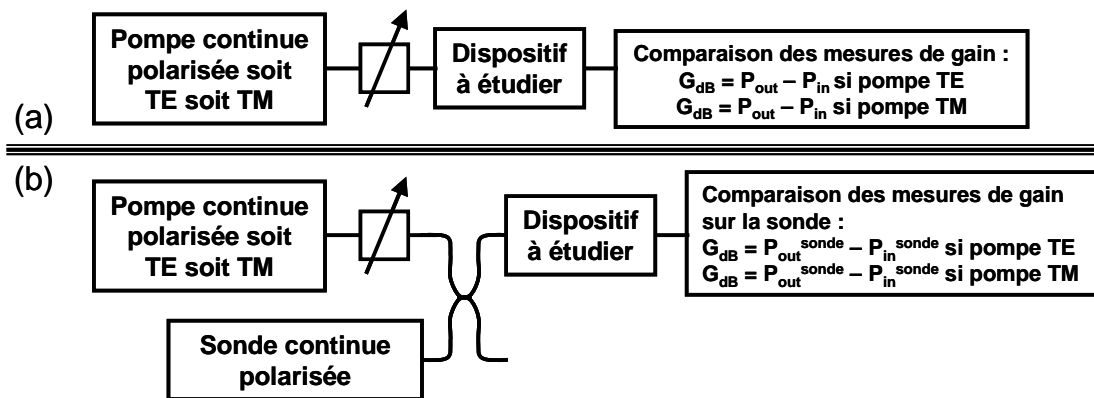


Figure 5.47 : Principe de la mesure de dépendance du gain à la polarisation (PDG).

(a) : Configuration d'auto-saturation ; (b) : Configuration de saturation croisée (pompe/sonde)

La PDG du dispositif est évaluée, dans chaque cas, en comparant les courbes de gain statique obtenues avec une pompe continue, polarisée successivement suivant les deux configurations extrêmes de polarisation (TE et TM). Plus l'écart entre les deux courbes obtenues est grand, plus la PDG est élevée.

Pour réaliser ce type de mesure, plusieurs composants spécialement dédiés aux études sur la polarisation ont été utilisés. Les principaux d'entre eux, comme la fibre à maintien de polarisation, le contrôleur de polarisation ou le polarimètre, sont présentés en annexe, au paragraphe C.3.

5.5.2 Etude de la PDG des dispositifs étudiés

Le contexte de l'étude étant posé et la méthode de mesure étant décrite, nous présentons, dans ce paragraphe les études de PDG des différents dispositifs étudiés.

5.5.2.1 Dépendance à la polarisation de l'ESA et du gain en auto-saturation du SOA seul

Nous avons tout d'abord mesuré les spectres d'émission spontanée amplifiée TE et TM. Pour cela, nous avons simplement placé un polariseur, en sortie du SOA, dont l'axe a été placé successivement à 0° et 90° . La Figure 5.48 montre le résultat obtenu. Pour plus de clarté, nous avons également tracé, sur cette figure, la différence entre les niveaux d'ESA pour déterminer

plus précisément l'écart entre les contributions TE et TM. Notons, de plus, que ces mesures ont une erreur approximative de 0,4 dB due à la PDL* de l'analyseur de spectre optique.

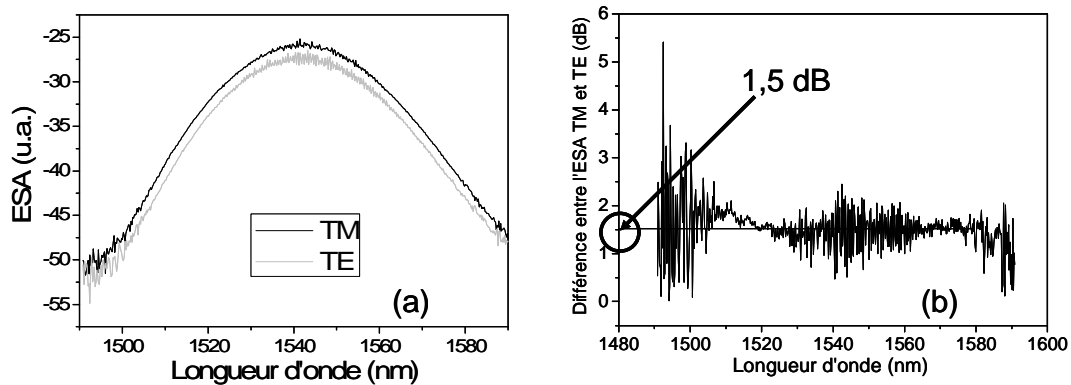


Figure 5.48 : Etude expérimentale de l'émission spontanée amplifiée des SOA utilisés.

(a) : Spectres d'émission spontanée amplifiée TE et TM ;
(b) : Différence de niveaux d'émission spontanée amplifiée TE et TM.

La PDG correspondant mesurée est de 1,5 dB avec un niveau d'ESA TM supérieur à celui TE. Ceci signifie donc que les SOA utilisés ont une certaine dépendance intrinsèque à la polarisation. D'après la géométrie des guides ($0,5 \times 0,4 \mu\text{m}$) et les spectres d'ESA, cette tendance provient des contraintes élastiques appliquées au SOA qui ont largement favorisé les transitions TM, conformément à ce qui est expliqué au paragraphe C.2 en annexe.

Nous avons ensuite étudié la PDG du SOA en auto-saturation. Pour cela, nous avons utilisé le banc de mesure schématisé ci-dessous, basé le principe présenté sur la Figure 5.47(a).

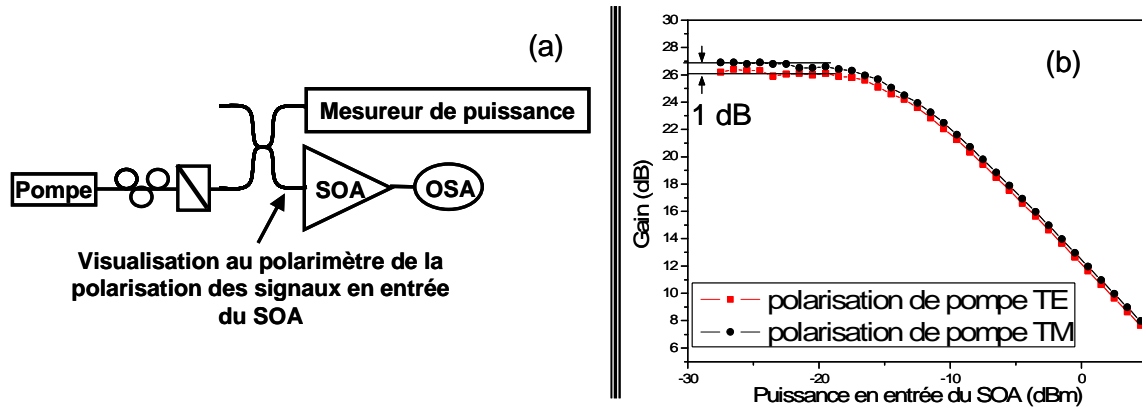


Figure 5.49: Etude expérimentale de la PDG du SOA en auto-saturation.

(a) : Schéma du montage expérimental ; (b) : Mesures de PDG

Ce montage a été automatisé pour pouvoir répéter la mesure un certain nombre de fois pour déterminer l'erreur commise. Celle-ci a été évaluée à 0,3 dB, ce qui correspond à la PDL du montage et notamment celle de l'analyseur de spectre optique. Les polarisations TM et TE du signal injecté sont imposées via un polariseur tournant dont l'axe est respectivement sur 0° et 90° .

* PDL est le sigle de Polarization Dependant Losses, signifiant « Pertes dépendant de la polarisation ». Il s'agit de l'équivalent de la PDG pour les dispositifs non amplificateurs.

Celui-ci est précédé d'un contrôleur de polarisation pour obtenir la même puissance en sortie du polariseur quelle que soit la polarisation choisie. La puissance du signal en entrée du SOA est ainsi toujours la même et est contrôlée via un mesureur de puissance. La puissance du signal continu est modifiée par le programme grâce à une atténuation interne à la source laser utilisée.

La Figure 5.49(b) présente le résultat obtenu, montrant que le SOA présente une PDG en auto-saturation de l'ordre de 1 dB en régime « petit signal », cohérente avec l'écart de 1,5 dB mesuré entre les niveaux d'ESA avec 0,4 dB d'erreur. Cette PDG est ensuite de plus en plus faible lorsque l'on entre en régime de saturation. Ceci s'explique par la différence de gain due à aux transitions privilégiées TE ou TM entre les bandes de conduction et de valence. A faible pompage, les bandes ne sont pas remplies, il y a donc une différence de répartitions entre les « porteurs TE et TM ». A fort pompage, toutes les bandes sont saturées, la répartition est égale, l'anisotropie sature [101].

Ces courbes se caractérisent donc par des gains « petit signal » TE et TM et des puissances de saturation TE et TM différents. Plus précisément :

$$\begin{cases} G_0^{TM} > G_0^{TE} \\ P_{sat}^{TM} (= -13,5\text{dBm}) < P_{sat}^{TE} (= -12,5\text{dBm}) \end{cases} \quad (5.21)$$

Les SOA utilisés dans les deux dispositifs étudiés sont donc intrinsèquement dépendants de la polarisation.

5.5.2.2 Etude de la dépendance du NOLM-SOA à la polarisation

Mesure de la PDG du NOLM-SOA

Avant toute étude de la PDG du NOLM-SOA, nous avons vérifié que la polarisation de la sonde était parfaitement maintenue tout au long de son parcours dans la boucle. Si cela n'est pas le cas, les sondes co et contra-propagatives devant interférer dans le coupleur de sortie peuvent avoir des polarisations non parfaitement colinéaires et engendrer des interférences peu efficaces. Dans ce cas, les interférences seraient dépendantes de la polarisation et le dispositif n'y serait donc pas insensible.

Nous avons donc injecté une sonde polarisée rectiligne verticale, c'est-à-dire suivant l'axe lent des fibres PM du montage du NOLM-SOA comme c'était le cas durant les expériences « système ». Nous avons ainsi pu analyser, au polarimètre, la polarisation en différents points clés, c'est-à-dire en entrées co et contra-propagative du SOA et en sortie réflexion du NOLM-SOA. Les différents résultats obtenus sont reportés sur la Figure 5.50, montrant que le maintien de la polarisation de la sonde est donc assuré. Les sondes co et contra-propagatives traversent le SOA selon son axe TM. Nous considérons donc que la sonde dans le NOLM-SOA est polarisée TM.

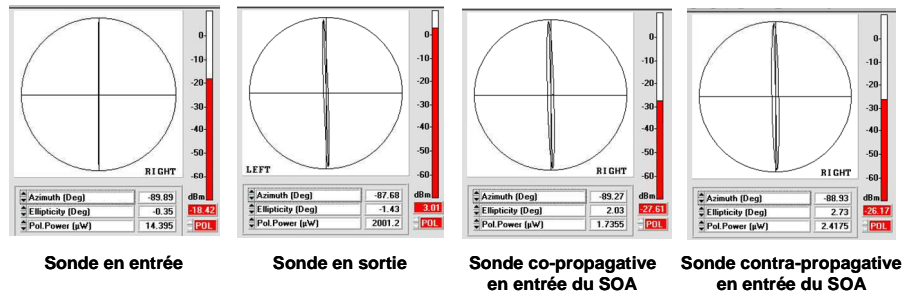


Figure 5.50 : Maintien de la polarisation de la sonde dans le montage expérimental du NOLM-SOA.

Les interférences dans le NOLM-SOA sont donc optimisées. L'éventuelle dépendance à la polarisation de ce dispositif ne provient pas des fluctuations de polarisation de la sonde.

Nous pouvons donc maintenant réaliser une mesure de PDG du NOLM-SOA. Pour cela, conformément au principe de mesure décrit sur la Figure 5.47(b), nous avons injecté la pompe continue polarisée successivement TE et TM par le coupleur de contrôle*. La sonde continue polarisée TM de -5 dBm de puissance, comme dans les réglages en environnement « système », a quant-à elle été injectée par le coupleur fermant la boucle. La mesure de gain s'est faite via une mesure de la puissance en sortie réflexion à l'OSA. La Figure 5.51 présente le résultat obtenu.

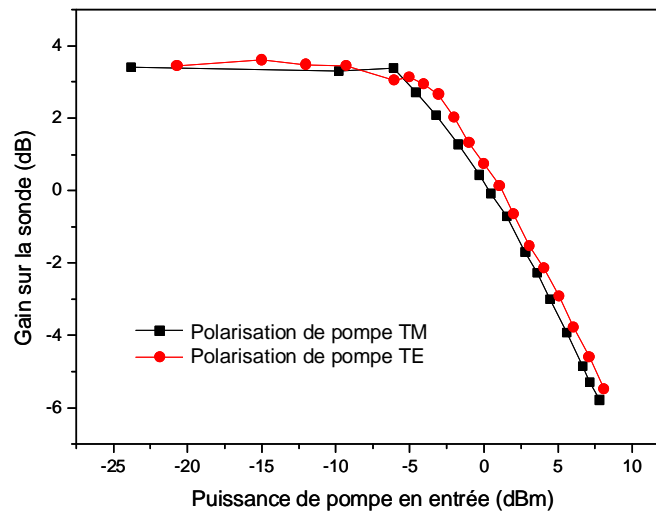


Figure 5.51 : Mesure de PDG du NOLM-SOA.

Cette figure montre une très faible PDG : 0,5 dB pour une puissance de pompe de 0 dBm. Ceci signifie que le NOLM-SOA est insensible aux variations de polarisation de la pompe.

Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe 5.5.1.1, ceci peut être lié à l'architecture interférométrique du dispositif ou bien à l'insensibilité du SOA dans sa configuration d'utilisation dans le NOLM-SOA.

Analyse de l'origine de l'insensibilité du NOLM-SOA à la polarisation

Pour tester la première hypothèse, c'est-à-dire que cette insensibilité à la polarisation est ou n'est pas due au caractère interférométrique du NOLM-SOA, nous avons placé un isolateur dans la boucle pour empêcher la rencontre des deux ondes co et contra-propagatives au niveau du coupleur. Le schéma de montage est reporté sur la Figure 5.52.

Le principe de mesure est le même que précédemment et réalisé cette fois-ci pour les gains des deux sondes. La puissance de sonde contra est mesurée à l'aide du coupleur de contrôle et d'un autre coupleur placé sur le bras de pompe. Ce coupleur est à maintien de polarisation pour que la polarisation de la pompe soit bien maintenue jusqu'à son arrivée dans le SOA. La puissance co-propagative est mesurée en sortie réflexion. Les « chemins » respectifs des deux ondes sont reportés en couleur sur le schéma pour plus de compréhension.

* Comme dans le cas des mesures de PDG en auto-saturation, ces deux polarisations sont imposées via un polariseur tournant dont l'axe est successivement fixé à 0° et 90°, précédé d'un contrôleur de polarisation permettant d'ajuster la puissance pour qu'elle soit identique dans les deux cas de polarisation.

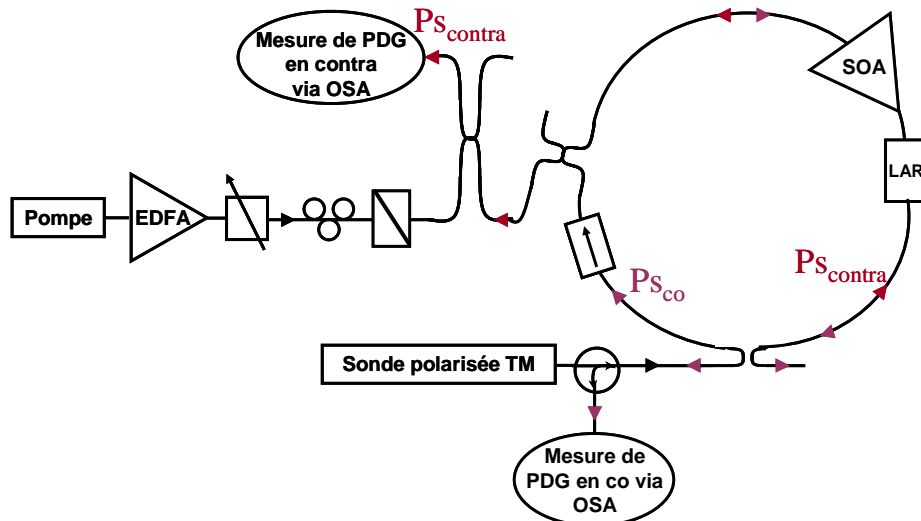


Figure 5.52 : Mesure de dépendance à la polarisation du SOA dans la configuration du NOLM-SOA via utilisation du montage sans interférences.

La Figure 5.53 présente les résultats obtenus. On peut voir qu'ils montrent une faible sensibilité à la polarisation (de l'ordre de 0,5 à 0,8 dB) dans les deux cas de figure, co (a) comme contra-propagatif (b).

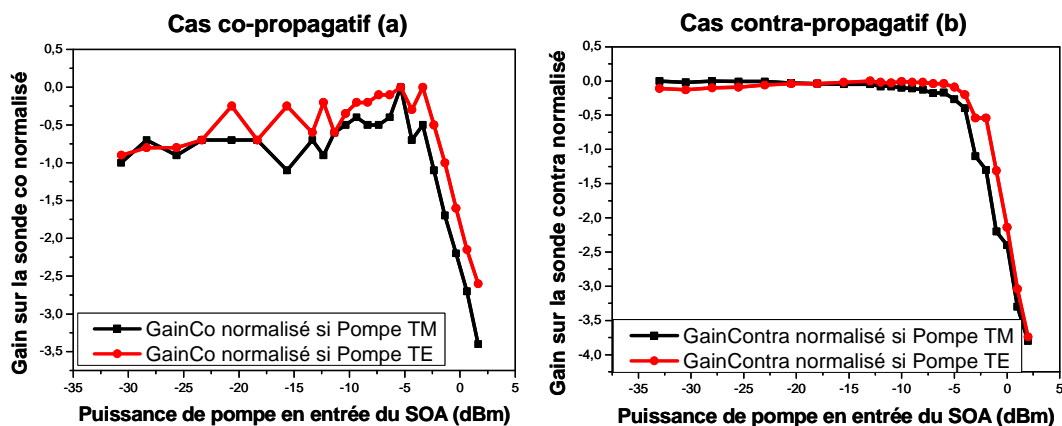


Figure 5.53 : Mesure de PDG du SOA dans la configuration du NOLM-SOA à partir du montage du NOLM sans interférence : (a) cas co-propagatif ; (b) cas contra-propagatif.

Cependant, ces courbes n'ont pas une allure typique des courbes de gain statique des SOA. Elles ont, en effet, des pentes de saturation trop abruptes. Il semble donc que des interférences ont tout de même lieu dans ce montage, parasitant l'interprétation de la mesure.

Ainsi, un montage à maintien de polarisation a été réalisé pour étudier le SOA en pompe/sonde en co et contra-propagation, c'est-à-dire dans une configuration similaire à celle à laquelle il est soumis dans le NOLM-SOA.

Malheureusement, aucune mesure probante n'a pu être effectuée lorsque les deux sondes étaient polarisées de façon colinéaire. Les résultats obtenus dans ce cas de figure sont reportés en Annexe C (paragraphe C.5), montrant, via des mesures de barres d'erreurs, les fortes fluctuations de mesure dues aux instabilités interférométriques dans le montage.

Nous avons donc décidé de croiser les polarisations des sondes co et contra-propagatives pour que leurs polarisations soient respectivement TM et TE.

La Figure 5.54 présente le schéma de montage et les résultats obtenus. Notons que sur cette figure, les barres d'erreurs ne sont pas reportées, pour plus de clarté, mais celles-ci le sont au paragraphe C.5 en annexe pour une meilleure comparaison de la stabilité des deux montages.

L'isolateur sur le bras contra-propagatif convertit la polarisation TM en entrée en polarisation TE ce qui permet d'obtenir des sondes co et contra-propagatives de polarisations croisées*. Comme précédemment, la puissance de sonde a ici également été fixée à -5 dBm.

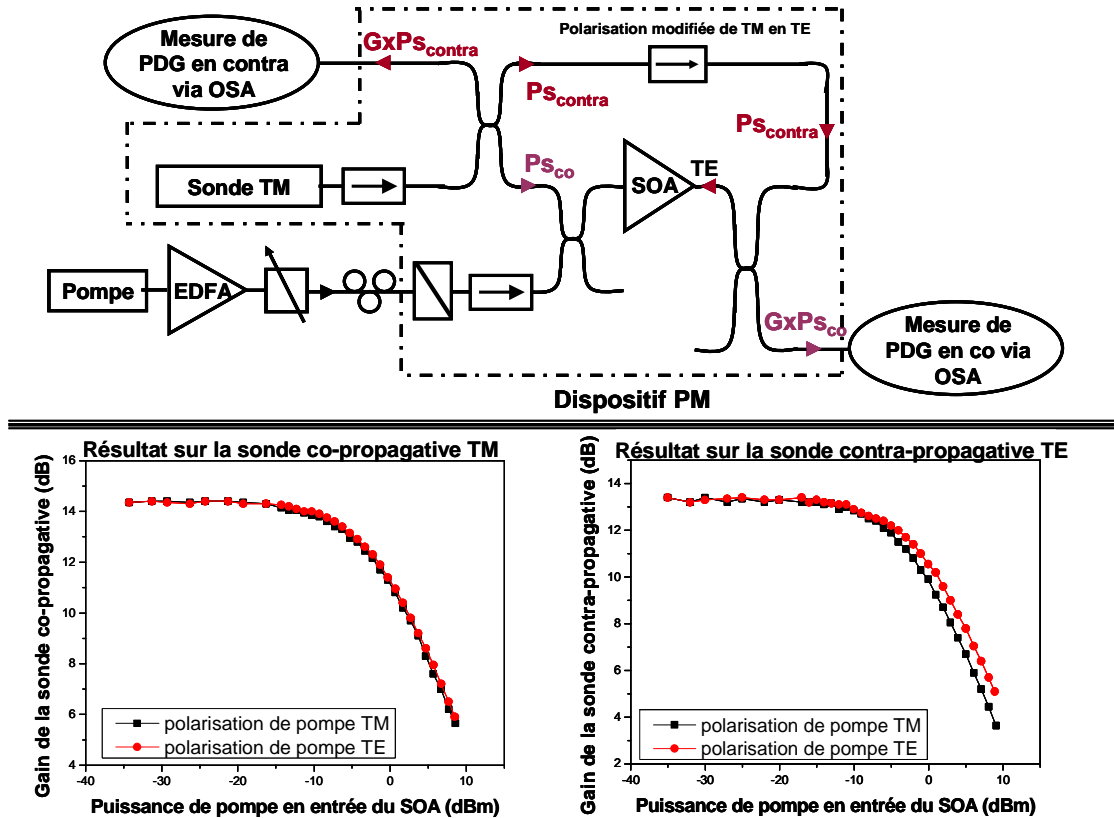


Figure 5.54 : Mesure de PDG du SOA dans la configuration d'utilisation dans le NOLM-SOA à partir d'un montage sans interférence.

A gauche : Sonde co-propagative ; A droite : Sonde contra-propagative

Les résultats montrent que, dans cette configuration pompe/sonde en co et contra-propagation, le SOA est insensible à la polarisation pour la sonde co-propagative alors qu'il en est plus dépendant pour la sonde contra-propagative. Notons que cette expérience a apporté des résultats similaires avec des puissances de sonde fixées à -15 et -25 dBm et non plus à -5 dBm. Ceci signifie que ce paramètre ne semble pas avoir d'influence sur la PDG du SOA en saturation croisée.

*Ces courbes mettent également en évidence qu'une dépendance du gain à la polarisation d'un dispositif à base de SOA en saturation croisée se traduit par une variation des puissances de saturation dans les cas où la pompe est TE ou TM**. Ceci rejoint le résultat obtenu en auto-saturation. Cependant, dans la configuration en saturation croisée, les gains « petit signal » sont identiques puisque, la sonde étant*

* Ceci est dû, semble-t-il, à un problème de rotation d'un connecteur.

** Pour le cas de dépendance à la polarisation, avec la sonde contra-propagative TE, la puissance de saturation avec la pompe TM est de 0 dBm alors qu'elle est de 1,9 dBm pour le cas où la pompe est TE.

polarisée, elle ne subit qu'un seul gain « petit signal », ici TM. La PDG se traduit donc par un « écartement » des courbes dans la zone de saturation.

Enfin, ces courbes montrent qu'un même SOA semble avoir différentes dépendances de son gain à la polarisation selon la configuration sous laquelle il est utilisé.

Cependant, à ce stade, nous ne pouvons toujours pas conclure sur l'origine de l'insensibilité à la polarisation du NOLM-SOA. En effet, soit celle-ci est liée au fait que le SOA est lui-même insensible à la polarisation en saturation croisée co-propagative, soit aux phénomènes d'interférences et donc à l'architecture de la boucle.

Nous avons donc poursuivi nos travaux par une étude numérique permettant d'évaluer la PDG du NOLM-SOA en fonction de la PDG du SOA seul. Notre but était de déterminer si la PDG du NOLM-SOA pouvait être améliorée par rapport à celle du SOA seul dans le cas où le SOA serait sensible à la polarisation.

Pour cela, nous avons exprimé la dépendance du NOLM-SOA en réflexion à la polarisation à partir de la fonction réponse du dispositif. Nous obtenons ainsi la formule suivante :

$$PDG_{NOLM}^{dB} = \left| \left(P_{R,TE}^{dB} - P_{in,sonde}^{dB} \right) - \left(P_{R,TM}^{dB} - P_{in,sonde}^{dB} \right) \right| = \left| P_{R,TE}^{dB} - P_{R,TM}^{dB} \right| \quad (5.22)$$

où $P_{R,TE}$ et $P_{R,TM}$ sont les intensités des signaux en sortie réflexion du NOLM-SOA en réponse à un signal de pompe respectivement TE et TM*.

Nous rappelons que ces intensités s'expriment sous la forme suivante (cf paragraphe 5.2.1.1) :

$$P_R^{dB} = 10 \times \log \left[K(1-K) \cdot P_i \cdot G_{co} \left(1 + \Delta G + 2\sqrt{\Delta G} \cos \left(\frac{\alpha}{2} \ln(\Delta G) \right) \right) \right] \quad \text{avec} \quad \Delta G = \frac{G_{contra}}{G_{co}} \quad (5.23)$$

Il est donc possible d'exprimer P_R^{dB} clairement en fonction de G_{co}^{dB**} pour pouvoir directement comparer les PDG du NOLM-SOA et du SOA seul. Nous l'écrivons ainsi :

$$P_R^{dB} = P_i^{dB} + G_{co}^{dB} + A_{dB} \quad \text{où} \quad A_{dB} = 10 \times \log \left[K(1-K) \left(1 + \Delta G + 2\sqrt{\Delta G} \cos \left(\frac{\alpha}{2} \ln(\Delta G) \right) \right) \right] \quad (5.24)$$

Ainsi, on peut écrire :

$$\begin{aligned} PDG_{NOLM}^{dB} &= (G_{co,TE}^{dB} + A_{TE}^{dB}) - (G_{co,TM}^{dB} + A_{TM}^{dB}) \\ &= PDG_{co}^{dB} + (A_{TE}^{dB} - A_{TM}^{dB}) \end{aligned} \quad (5.25)$$

D'après cette expression, la PDG du NOLM-SOA peut être inférieure comme supérieure à celle du SOA seul. Pour qu'il y ait amélioration de la PDG du NOLM-SOA par rapport à celle du SOA seul, il faut que les termes PDG_{co}^{dB} et $(A_{TE}^{dB} - A_{TM}^{dB})$ soit de signes opposés.

Nous avons donc étudié numériquement l'évolution de la PDG du NOLM-SOA en fonction de la puissance de pompe pour différentes configurations de courbes de gains statiques vus par les ondes co et contra-propagatives et différentes dépendances à la polarisation du SOA en co et contra-propagation. Ces résultats, reportés au paragraphe C.4 en annexe, montrent que si

* La polarisation étant parfaitement maintenue dans le NOLM-SOA, les axes correspondant aux pire et meilleur cas de polarisation de la pompe coïncident avec les axes TE et TM du SOA.

** Il est à noter que nous privilégions, une fois de plus, la factorisation par G_{co} par souci de cohérence avec les équations du paragraphe 5.2.1.1. Ceci n'a pas d'influence sur l'étude de la dépendance en polarisation puisque la PDG d'un SOA est la même si les signaux sont co ou contra-propagatifs.

la PDG du SOA en configuration pompe/sonde co-propagative est élevée, la PDG du NOLM-SOA l'est également, même si elle peut être légèrement inférieure à celle du SOA seul. Par contre, si la PDG du SOA seul en pompe/sonde co-propagative est faible, c'est-à-dire comme dans notre configuration d'utilisation du SOA dans le NOLM-SOA, la PDG du NOLM-SOA est faible (toujours $< 0,8$ dB).

Ainsi, l'insensibilité du NOLM-SOA à la polarisation est due à l'insensibilité du SOA seul utilisé en co-propagation et non à l'architecture interférométrique du NOLM.

Or, les SOA utilisés dans le double étage et dans le NOLM-SOA sont identiques puisqu'ils sont tous issus d'un même procédé de fabrication et ont donc des fonctionnements similaires. Nous devons donc maintenant mesurer la PDG du SOA utilisé dans la configuration du DSSOA pour voir s'il est dépendant ou non de la polarisation.

5.5.2.3 SOA dans la configuration du DSSOA

Dans le double étage de SOA, les amplificateurs à semi-conducteurs sont utilisés en mode pompe/sonde en co-propagation. La polarisation étant quelconque, nous avons décidé de l'imposer elliptique. La puissance de sonde a tout d'abord été fixée à -5 dBm, comme c'était le cas dans les expériences en environnement « système ». Cependant, des résultats similaires ont été obtenus pour des puissances de sonde de -25 dBm et -15 dBm ce qui confirme, comme dans le cas des expériences précédentes, que la puissance de sonde ne joue pas un rôle déterminant.

La Figure 5.55 présente le schéma de montage ainsi que le résultat obtenu.

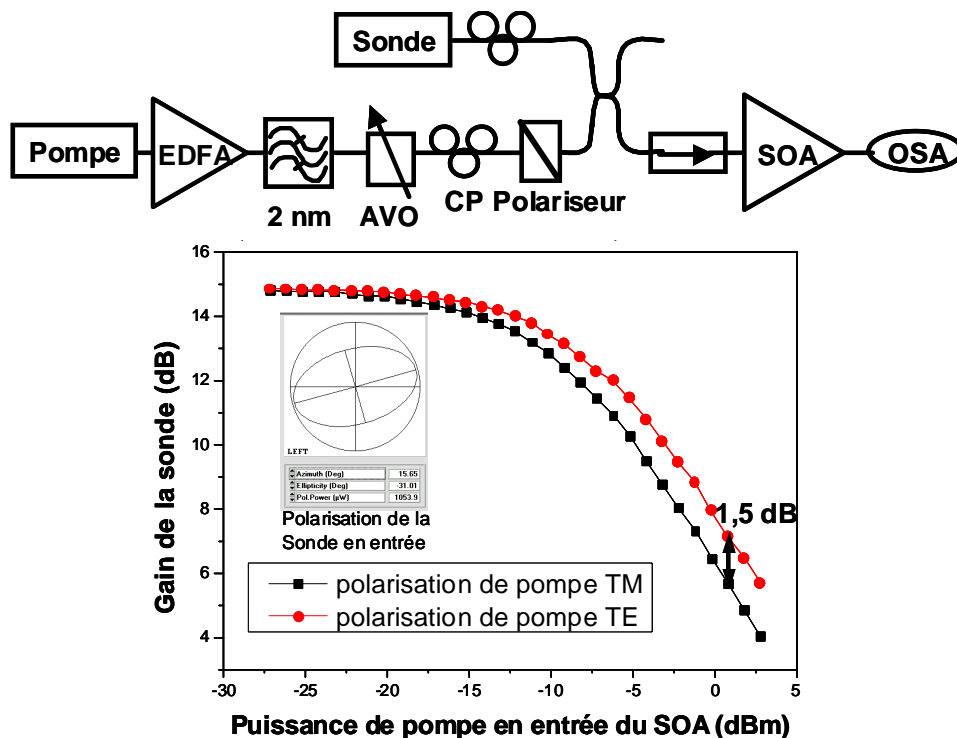


Figure 5.55 : Etude expérimentale de la PDG du SOA en configuration d'utilisation dans le double étage (pompe/sonde en co-propagation avec sonde de polarisation quelconque.)

La polarisation de la sonde est imposée par le contrôleur de polarisation. Comme précédemment, les polarisations TM et TE de la pompe sont successivement imposées via le polariseur tournant (axe à 0° et 90°). Le coupleur et l'isolateur sont donc à maintien de polarisation pour que la polarisation de la pompe soit maintenue de la sortie du polariseur à

l'entrée du SOA. Notons, qu'à chaque fois, la polarisation de chaque signal en entrée du SOA est vérifiée au polarimètre. Le contrôleur de polarisation précédant le polariseur permet toujours d'optimiser la puissance de pompe dans le SOA et veiller à ce qu'elle soit identique dans les deux cas de polarisation de la pompe.

Le résultat montre que, dans ce cas d'utilisation du SOA, similaire à celle dans le double étage, le SOA est sensible à la polarisation. Une PDG de 1,5 dB est mesurée pour une puissance de pompe d'environ 0 dBm. De part ce fait, le DSSOA est bien sensible à la polarisation.

Cependant, un fait étonnant est la différence de PDG du SOA seul selon les configurations de saturation croisée auquel il est soumis. En effet, nous avons vu que le SOA est insensible à la polarisation en co-propagation avec une sonde polarisée TM alors qu'il y est sensible lorsque la polarisation de la sonde est elliptique. De plus, en contra-propagation avec une sonde polarisée TE, le gain du SOA est dépendant de la polarisation. La différence majeure entre toutes ces configurations étant la polarisation de la sonde, nous avons poursuivi notre étude par une comparaison des mesures de PDG du SOA en saturation croisée en co-propagation pour différentes polarisations de la sonde.

5.5.3 PDG du SOA pour différentes polarisation de sonde

Cette étude est basée sur des mesures similaires à celles réalisées précédemment mais le montage expérimental, reporté sur la Figure 5.56, est cette fois-ci identique pour chaque mesure. Il a de plus été automatisé pour pouvoir répéter la mesure plusieurs fois et ainsi déterminer l'erreur de mesure, évaluée ici à 0,3 dB*.

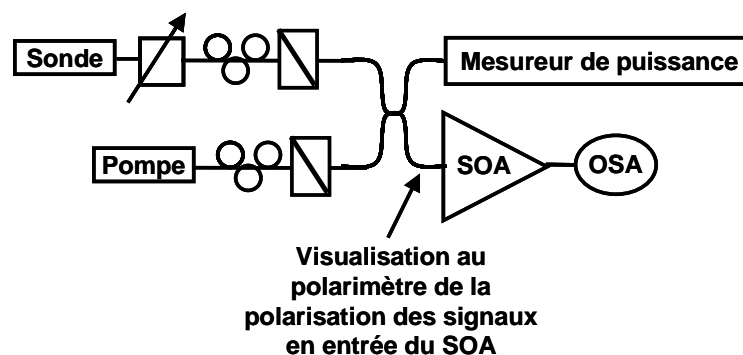


Figure 5.56 : Schéma du montage permettant la mesure de PDG du SOA pour des sondes polarisées différemment.

Les deux polariseurs tournants permettent de fixer les polarisations qui sont ensuite maintenues via le coupleur PM jusqu'au SOA. La polarisation de sonde est fixée soit TM, soit TE, soit elliptique (via l'axe du polariseur à 0°, 90° ou quelconque). Comme pour les études précédentes, sa puissance en entrée du SOA est de -5 dBm**. La Figure 5.57 présente les résultats obtenus pour différentes configurations de polarisation de la sonde en entrée du SOA.

* Cette erreur de mesure est identique à celle du banc automatisé de caractérisation du SOA en auto-saturation car les composants utilisés sont identiques pour les deux bancs.

** Notons qu'une fois de plus de mêmes mesures ont été réalisées avec des puissances de sonde de -15 et -25 dBm, montrant des résultats aux tendances similaires, confirmant que la puissance de sonde n'est pas un facteur déterminant.

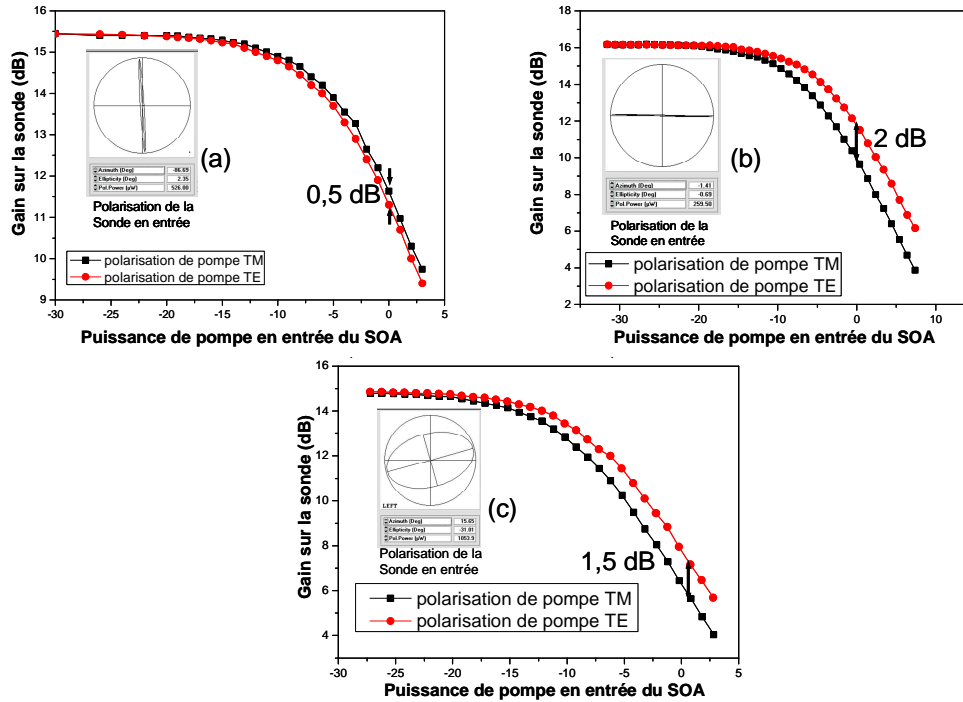


Figure 5.57 : Mesure de la PDG du SOA dans différentes configurations de polarisation de sonde.
 (a) : Polarisation de sonde TM (comme dans le NOLM-SOA) ; (b) : Polarisation de sonde TE ; (c) : Polarisation de sonde elliptique (comme dans le double étage)

On voit que le SOA est insensible à la polarisation en configuration pompe/sonde co-propagative lorsque la polarisation de la sonde est TM en entrée du SOA. Ceci confirme donc que le SOA est bien insensible à la polarisation dans la configuration d'utilisation dans le NOLM-SOA. Par contre, le SOA est dépendant de la polarisation lorsque la sonde est polarisée suivant l'autre axe modal du SOA, c'est-à-dire TE. Ainsi, le SOA est également dépendant de la polarisation de la sonde lorsque celle-ci est elliptique, puisque ce cas de figure est, en quelque sorte, une combinaison des deux autres configurations. On voit d'ailleurs que la PDG mesurée pour une puissance de pompe de 0 dBm dans le cas elliptique est comprise entre les valeurs de PDG mesurées dans les deux autres cas. Ceci permet donc de confirmer que, dans le cas d'utilisation dans le double étage, le SOA est sensible à la polarisation du signal de pompe.

Ces courbes confirment également que le paramètre qui varie d'une configuration de polarisation de pompe à l'autre est la puissance de saturation. En effet, lorsque la polarisation de la sonde est TM, les puissances de saturation sont identiques (0 dBm) que la pompe soit polarisée TE ou TM. Par contre, lorsque la sonde est polarisée TE, la puissance de saturation du gain dans le cas d'une pompe polarisée TM est de -3 dBm alors qu'elle est de 0 dBm dans le cas d'une polarisation de pompe TE.

Il est donc maintenant évident que la dépendance à la polarisation des deux dispositifs étudiés précédemment, le NOLM-SOA et de DSSOA, est imposée par la dépendance des SOA utilisés dans ces dispositifs. Ces SOA étant identiques, la dépendance de leur gain à la polarisation est liée à la configuration d'utilisation de ces SOA dans les dispositifs convertisseurs en longueur d'onde et notamment à l'état de polarisation de la sonde.

Cependant, rien ne nous permet alors de comprendre cette différence de PDG du SOA utilisé en convertisseur en longueur d'onde en fonction de l'état de polarisation de la sonde. Pourtant, deux observations indépendantes, semblant ne pas avoir de rapport entre elles, voire avec les résultats obtenus jusqu'alors, vont nous permettre de proposer une hypothèse.

5.5.4 Nouvelles observations

Deux observations nous ont mis sur la piste du processus physique est à l'origine de la différence de PDG des SOA en saturation croisée que nous avons observée.

Premièrement, nous avons observé une certaine influence de la relation d'ordre entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde sur la PDG du SOA. Ceci a été remarqué lors d'un complément des études précédentes.

En effet, comme les dispositifs étudiés, le NOLM-SOA et le DSSOA, sont deux convertisseurs en longueur d'onde associés en série pour obtenir en sortie la même longueur d'onde qu'en entrée, les longueurs d'onde de pompe et de sonde sont inversées d'un dispositif à l'autre. Comme nous l'avons déjà expliqué, pour maximiser le taux d'extinction en sortie du double étage, nous avons imposé, dans nos expériences « système », la longueur d'onde de sonde inférieure à celle de la pompe [53]. En conséquence, la longueur d'onde de sonde dans le NOLM-SOA était supérieure à celle de la pompe.

Lors nos études précédentes de mesure de la PDG du SOA en tant que convertisseurs en longueur d'onde, nous n'avions traité qu'un seul cas ($\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$). Dans la première partie de ce paragraphe, nous présentons donc les résultats obtenus dans le cas $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$ et les comparons aux résultats obtenus précédemment.

Deuxièmement, au cours de nos diverses expériences sur le SOA, nous avons observé une certaine dissymétrie du spectre d'ESA en présence d'un fort signal. Ce phénomène n'était resté qu'une simple observation que nous avons alors ensuite détaillée pour voir si elle avait un lien avec nos expériences d'analyse de la PDG du SOA en saturation croisée.

5.5.4.1 Influence de la relation d'ordre entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde

Dans les études précédentes et notamment celles du paragraphe 5.5.3, nous avons toujours travaillé avec $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$ (plus précisément avec $\lambda_{\text{sonde}} = 1555 \text{ nm}$ et $\lambda_{\text{pompe}} = 1552 \text{ nm}$), c'est-à-dire dans la configuration du NOLM-SOA. Dans ce paragraphe, nous présentons l'autre cas d'étude pour comparaison.

Nous avons donc étudié la PDG du SOA en pompe/sonde co-propagatives avec une polarisation de sonde soit TE, soit TM, à partir du même montage que celui décrit sur la Figure 5.56. Cependant cette fois-ci nous avons choisi $\lambda_s = 1547 \text{ nm}$ et $\lambda_p = 1552 \text{ nm}$, soit $\lambda_s < \lambda_p$.

La Figure 5.58 présente les résultats obtenus.

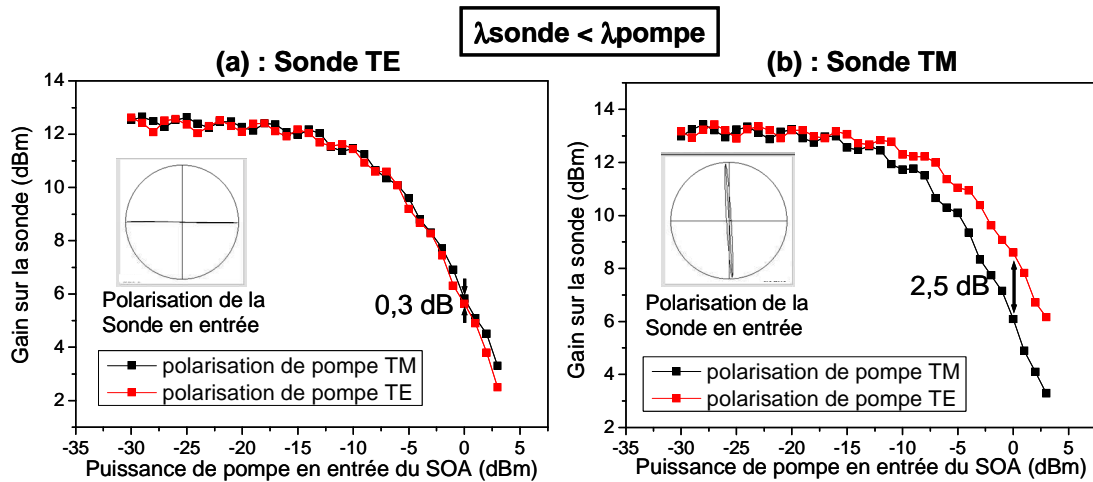


Figure 5.58 : Mesure de la PDG du SOA en pompe/sonde co-propagatives quand $\lambda_s < \lambda_p$.
(a) : Cas où la polarisation de la sonde est TE ; (b) : Cas de polarisation de sonde TM

Ces résultats mettent en évidence un comportement inverse du SOA par rapport aux études précédentes, c'est-à-dire une dépendance du SOA à la polarisation lorsque la sonde est polarisée TM et une insensibilité lorsque cette dernière est polarisée TE. Le choix des longueurs d'onde est donc déterminant sur la dépendance du SOA à la polarisation.

Deux possibilités d'influence du choix des longueurs d'onde peuvent alors être envisagées : la place des longueurs d'onde par rapport au pic de gain ou la relation d'ordre entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde. En effet, la question se pose puisque le pic de gain du SOA étudié se situe à 1548 nm. Ainsi, pour les études du paragraphe précédent, la longueur d'onde de sonde était plus éloignée de ce pic de gain que dans les études de ce paragraphe. Pour déterminer plus précisément le facteur important concernant le lien entre les longueurs d'onde et la dépendance du gain à la polarisation, quatre cas ont été étudiés :

- Cas 1 : $\lambda_{\text{Sonde}} > \lambda_{\text{Pompe}}$ à droite du pic de gain (configuration d'utilisation dans le NOLM) avec $\lambda_{\text{Sonde}} = 1555 \text{ nm}$ et $\lambda_{\text{Pompe}} = 1550 \text{ nm}$.
- Cas 2 : $\lambda_{\text{Sonde}} < \lambda_{\text{Pompe}}$ à droite du pic de gain, avec $\lambda_{\text{Sonde}} = 1547 \text{ nm}$ et $\lambda_{\text{Pompe}} = 1552 \text{ nm}$.
- Cas 3 : $\lambda_{\text{Sonde}} > \lambda_{\text{Pompe}}$ à gauche du pic de gain, avec $\lambda_{\text{Sonde}} = 1541 \text{ nm}$ et $\lambda_{\text{Pompe}} = 1536 \text{ nm}$.
- Cas 4 : $\lambda_{\text{Sonde}} < \lambda_{\text{Pompe}}$ à gauche du pic de gain, avec $\lambda_{\text{Sonde}} = 1536 \text{ nm}$ et $\lambda_{\text{Pompe}} = 1541 \text{ nm}$.

Pour plus de simplicité, nous avons décidé d'étudier l'influence non pas sur la PDG du SOA mais sur celle du NOLM-SOA. En effet, nous avons vu, lors de l'étude numérique présentée en Annexe C, que si le SOA est insensible à la polarisation, le NOLM-SOA l'est également et si le SOA en est dépendant, le NOLM-SOA le serait vraisemblablement. Or, l'utilisation du montage du NOLM-SOA nous permet une étude plus rapide puisqu'il assure le parfait maintien de la polarisation (TM de la sonde ou TE et TM de la pompe) dans tout le montage sans optimisation fastidieuse. De plus, cette étude permet également de confirmer que le NOLM-SOA se comporte expérimentalement comme le SOA seul soumis à une sonde polarisée TM, notamment en comparant les résultats obtenus pour les cas 1 et 2 pour les deux dispositifs.

La Figure 5.59 montre le schéma de montage ainsi que toutes les courbes obtenues pour ces quatre cas et pour chaque polarisation de pompe.

Ces résultats montrent que le NOLM-SOA est insensible à la polarisation dans les cas 1 et 3, c'est-à-dire lorsque $\lambda_{\text{Sonde}} > \lambda_{\text{Pompe}}$ mais son gain est dépendant de celle-ci lorsque $\lambda_{\text{Sonde}} < \lambda_{\text{Pompe}}$ et ce, quelle que soit la place des longueurs d'onde par rapport au pic de gain. Ceci prouve donc que la relation d'ordre entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde a bien une influence sur la dépendance à la polarisation des dispositifs étudiés alors que la place par rapport au pic de gain n'a pas d'impact significatif.

De plus, si on ne s'intéresse qu'aux cas 1 et 2, on peut constater que le NOLM-SOA a le même comportement que le SOA seul avec une sonde polarisée TM. Ainsi, l'expérience confirme les résultats numériques de l'Annexe C.

Notons enfin que toutes les études sur le SOA ayant été réalisées avec 3 puissances de sonde différentes (-5 dBm, -15 dBm et -25 dBm), nous avons, une fois de plus, pu confirmer que la valeur de la puissance de sonde ne semble pas jouer un rôle majeur dans la dépendance du gain du SOA à la polarisation*.

* Notons que cette observation est cohérente avec le fait que la position par rapport au pic de gain influe peu sur la dépendance du SOA à la polarisation (si on ne s'en éloigne pas trop pour ne pas trop diminuer le gain). En effet, plus la puissance de la sonde augmente dans le SOA, plus le pic d'ESA a tendance à se décaler vers les hautes longueurs d'onde. Ainsi, la puissance et la position par rapport au pic d'ESA ont la même influence ; dans notre cas, celle-ci n'est pas prédominante.

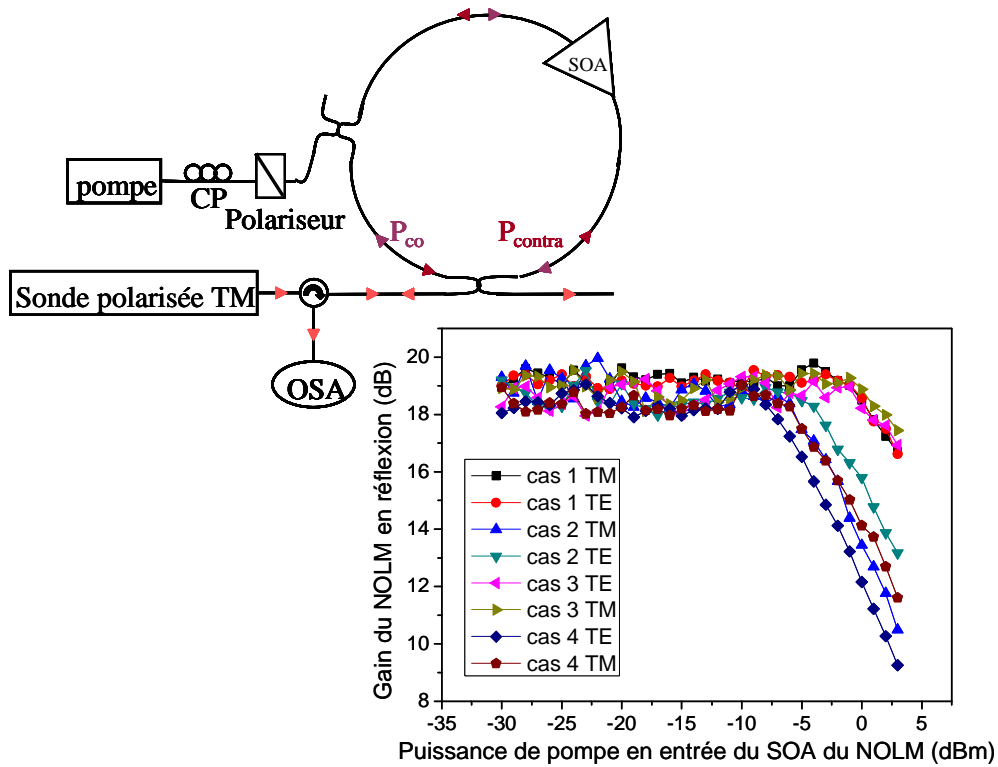


Figure 5.59 : Schéma de montage et résultats de courbes de gain pour les différents cas de choix de longueurs d'onde.

Le Tableau II-2 présente les valeurs de PDG du SOA mesurées pour une puissance de pompe de 0 dBm, pour chaque cas de figure : chaque puissance de sonde et chaque polarisation de celle-ci dans les deux cas de relation d'ordre entre les longueurs d'onde. Les résultats sont effectivement semblables pour chaque puissance.

Tableau II-2 : PDG du SOA en pompe/sonde co-propagatives pour une puissance de pompe de 0 dBm, dans les différentes configurations étudiées et pour différentes puissances de sonde.

Paramètres de sonde Longueurs d'onde	-25 dBm		-15 dBm		-5 dBm	
	TM	TE	TM	TE	TM	TE
$\lambda_s > \lambda_p$	0,4 dB	1,4 dB	0,4 dB	1,7 dB	0,3 dB	1,3 dB
$\lambda_s < \lambda_p$	3,6 dB	0,7 dB	3,4 dB	0,9 dB	2,5 dB	0,3 dB

En résumé, comme l'illustre l'ensemble des résultats majeures reportés sur la Figure 5.60, lorsque $\lambda_{\text{sonde}} < \lambda_{\text{pompe}}$, le SOA est insensible à la polarisation quand la sonde est polarisée TE et en est dépendant quand celle-ci est polarisée TM. Par contre, lorsque $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$, le SOA est insensible si la polarisation de sonde est TM et il est dépendant lorsque celle-ci est TE.

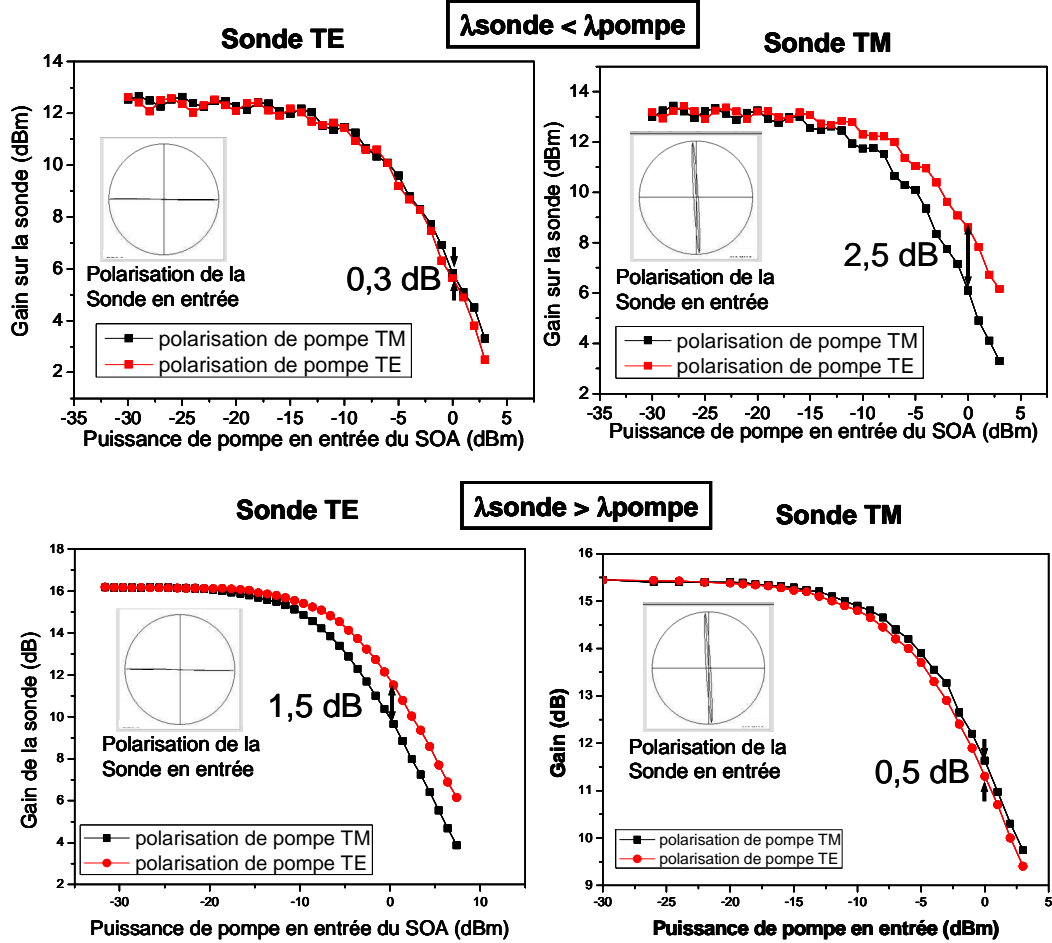


Figure 5.60 : Résumé des principaux résultats de mesure de dépendance de gain du SOA à la polarisation.

En haut : Cas où $\lambda_{sonde} < \lambda_{pompe}$; en bas : Cas où $\lambda_{sonde} > \lambda_{pompe}$.

A gauche : Cas où la polarisation de sonde est TE ; à droite : Cas où la polarisation de sonde est TM

Cette observation explique donc les différentes dépendances à la polarisation des dispositifs DSSOA et NOLM-SOA. En effet, le DSSOA est dépendant à la polarisation car les SOA sont traversés par des sondes de polarisations quelconques alors que le NOLM-SOA est insensible car la sonde dans le SOA est polarisée TM et que $\lambda_{Sonde} > \lambda_{pompe}$.

Cette première observation nous a donc permis de compléter l'étude de la différence de PDG du SOA en conversion de longueur d'onde selon les configurations. Nous savons maintenant que le paramètre important dans ces variations de PDG est la puissance de saturation et que celle-ci dépend de la polarisation de la sonde ainsi que de la relation d'ordre entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde. Cependant, à ce stade, aucune hypothèse ne nous permettait encore d'expliquer ce phénomène.

Or, cet impact de la place des longueurs d'onde l'une par rapport à l'autre sur la puissance de saturation du gain du SOA nous a fait penser à une observation que nous avons faite sur le spectre d'émission spontanée amplifiée des SOA en présence d'un fort signal. Au cours de diverses caractérisations, nous avons en effet remarqué un comportement différent de l'ESA pour les longueurs d'onde de part et d'autre d'un signal injecté dans le SOA. Dans la suite, nous développons l'étude de cette observation.

5.5.4.2 Deuxième observation : dissymétrie du spectre d'ESA soumise à un fort signal

Quand nous observons le spectre d'émission spontanée amplifiée des SOA, utilisés dans le dispositif 3R, en présence d'un signal, nous pouvons remarquer une certaine dissymétrie possible de part et d'autre du signal injecté. La Figure 5.61 en présente un exemple. Nos études se sont ainsi ensuite dirigées vers l'origine de cette dissymétrie et son influence possible sur la dépendance du gain à la polarisation.

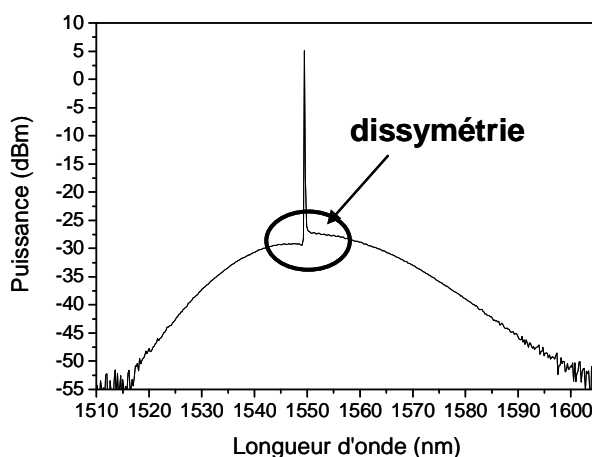


Figure 5.61 : Mise en évidence expérimentale de la dissymétrie du spectre d'ESA d'un SOA.

Nous avons, dans un premier temps, vérifié que cette dissymétrie observée n'est pas due à un artéfact de l'appareil de mesure, c'est-à-dire l'analyseur de spectre optique. Pour cela, nous avons ajouté, par l'intermédiaire d'un coupleur 50/50, un signal continu à l'ESA du SOA soumise alors à aucun signal. En effet, si la dissymétrie provient d'un artéfact de l'analyseur de spectre optique, celle-ci sera visible même si le signal ne traverse pas le SOA mais qu'il se superpose simplement au spectre d'ESA.

Le schéma de ce montage ainsi que le spectre observé sont reportés sur la Figure 5.62.

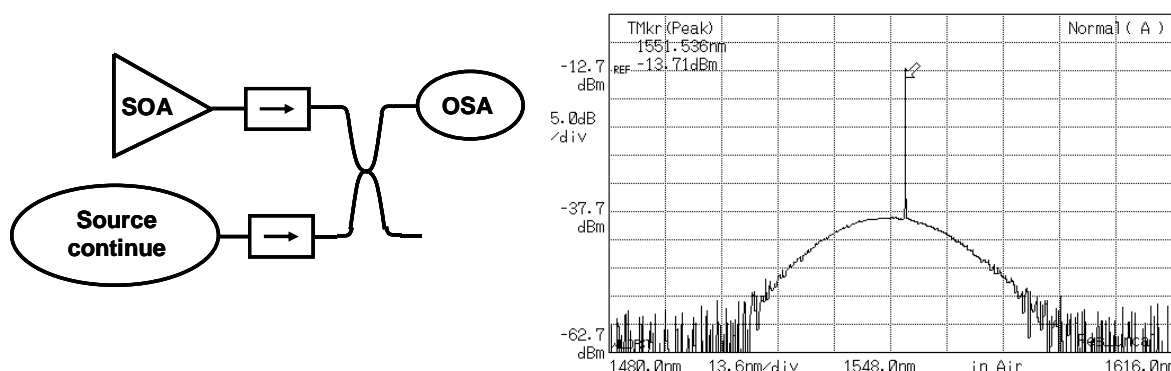


Figure 5.62 : Vérification expérimentale du fait que la dissymétrie n'est pas due à un artéfact de l'analyseur de spectre optique.

On remarque que, dans ce cas, le spectre est parfaitement symétrique, contrairement à la Figure 5.61. La dissymétrie n'est donc pas due à un artéfact de l'appareil de mesure mais bien à une modification de l'amplificateur par un signal le traversant.

Notons, de plus, que cette dissymétrie est visible dès que le signal injecté devient saturant et qu'elle est de plus en plus importante au fur et à mesure que la puissance du signal augmente. De plus, nous l'avons observée quelle que soit la longueur d'onde du signal injecté.

Nous avons donc ensuite voulu vérifier si ce phénomène apparaît dans les amplificateurs en général où s'il est dû à un processus typique des semi-conducteurs. Pour cela, nous avons injecté un signal continu dans un amplificateur à fibre dopé erbium et avons observé le spectre en sortie à l'analyseur de spectre optique, c'est-à-dire que nous avons juste remplacé le SOA par un EDFA. La Figure 5.63 présente le résultat obtenu.

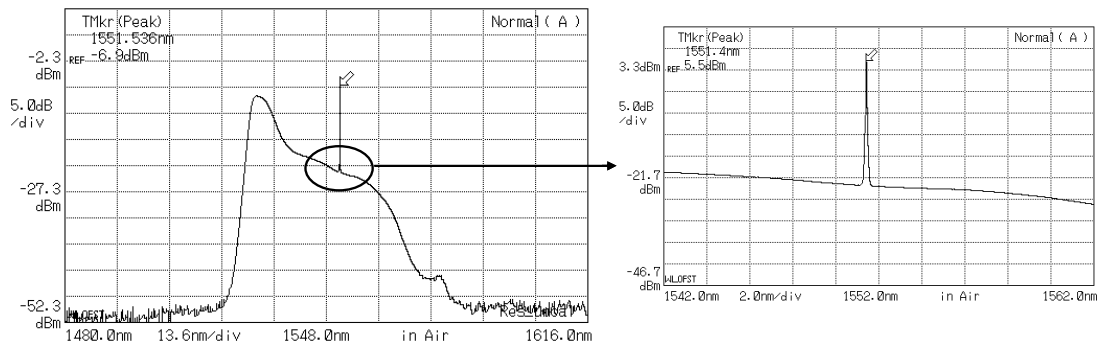


Figure 5.63 : Observation de l'impact d'un signal saturant sur un EDFA : le spectre reste symétrique de part et d'autre de la longueur d'onde du signal injecté.

Aucune dissymétrie du spectre de part et d'autre de la longueur d'onde du signal injecté n'a été observée, quelles que soient la puissance et la longueur d'onde du signal.

La dissymétrie du spectre d'ESA de part et d'autre d'un signal injecté est donc une particularité des amplificateurs à semi-conducteurs. Ceci pourrait indiquer une asymétrie du gain car l'émission spontanée amplifiée est une réplique du gain autour du maximum du spectre.

Celle-ci pourrait être à l'origine d'une différence de puissance de saturation des courbes de gain statique de la sonde, entraînant les différentes dépendances du gain des SOA à la polarisation selon la relation d'ordre entre les puissances de pompe et de sonde.

Or, nous avons montré, lors des études précédentes, que la dépendance du gain de la sonde à la polarisation dépend également de la polarisation de celle-ci. Nous avons donc voulu vérifier si le phénomène de dissymétrie était tributaire des polarisations relatives des signaux. Nous avons ainsi observé, à l'analyseur de spectre optique, l'impact d'un signal polarisé soit TE soit TM sur l'émission spontanée amplifiée suivant l'axe TE ou TM du SOA. Pour cela, nous avons utilisé un montage simplement formé de deux polariseurs et un contrôleur de polarisation, comme le présente le schéma de la Figure 5.64.

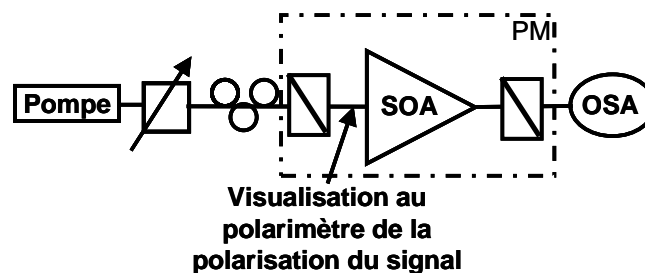


Figure 5.64 : Schéma de montage de l'étude de l'impact de la polarisation d'un signal sur la dissymétrie de l'émission spontanée amplifiée d'un SOA.

Comme pour les études précédentes, la polarisation TE ou TM du signal est imposée grâce au polariseur tournant et est vérifiée à l'aide du polarimètre. La puissance est optimisée en entrée du polariseur via un contrôleur de polarisation. Celle-ci peut être modifiée à l'aide d'un atténuateur variable. Ceci nous a permis d'observer, une fois de plus, que plus la puissance du signal est forte, plus ce phénomène est important. Dans la suite, celle-ci a été fixée à -5 dBm. Le polariseur en sortie permet d'analyser l'ESA suivant l'axe TE ou TM.*

Les résultats obtenus sont reportés sur la Figure 5.65 **.

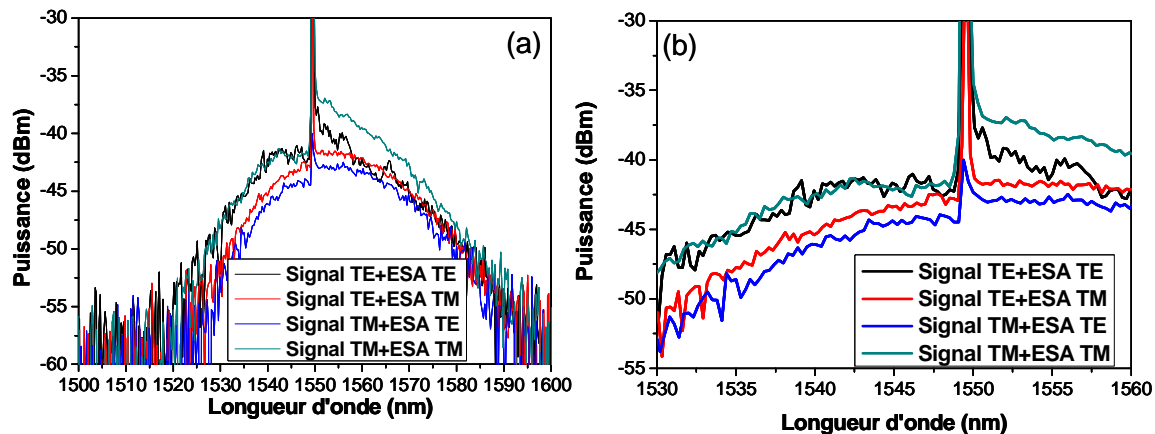


Figure 5.65 : Etude expérimentale de l'influence de la polarisation sur la dissymétrie d'ESA dans le SOA.

(a) : Spectres complets ; (b) : Zoom au niveau du signal injecté.

Ces résultats montrent que l'importance de la dissymétrie dépend de la polarisation des composantes spectrales mises en jeu. En effet, un signal TM, respectivement TE, induit une dissymétrie très importante du spectre d'ESA TM, respectivement TE alors qu'il perturbe à beaucoup moins, voire très peu, l'ESA TE, respectivement TM.

Ceci confirme donc que cette dissymétrie pourrait être à l'origine de la différence de dépendance du gain des SOA à la polarisation selon les configurations, notamment selon la polarisation de la sonde. Cependant, il reste à montrer que cette dissymétrie du spectre d'ESA se répercute sur le spectre de gain vu par la sonde dans une configuration de saturation croisée.

Or, dans les SOA, un processus physique particulier se distingue à la fois par une différence d'efficacité selon le signe du désaccord spectral entre les signaux mis en jeu et selon les polarisations relatives de ces signaux : le mélange à quatre ondes. Dans le cas des observations précédentes, le phénomène de dissymétrie pourrait être dû à un mélange d'ondes entre le signal injecté et l'ESA du SOA qui jouerait alors le rôle d'une sonde large bande. Dans le cas de nos études sur la PDG du SOA en saturation croisée, les différences de PDG pourraient alors être dues au mélange à quatre ondes entre la pompe et la sonde.

* Pour savoir précisément lorsque l'axe de ce polariseur est parfaitement aligné avec l'un des axes modaux du SOA et donc l'un des axes de la fibre en sortie, nous utilisons le phénomène d'interférence. En effet, chaque composante spectrale de l'ESA du SOA se décompose suivant les deux axes de la fibre PM en sortie et s'y propage à une certaine vitesse. En sortie, si l'axe du polariseur est parfaitement aligné avec l'un des axes de la fibre, seule l'ESA TE ou TM est transmise et le spectre obtenu est donc parfaitement régulier. Par contre, si l'axe du polariseur est décalé, il se produit des interférences entre les différentes composantes et le spectre d'ESA est cannelé.

** Notons que, sur cette figure, les spectres sont « chahutés ». Ceci est dû aux interférences entre les composantes se propageant sur les deux axes de la fibre PM et interférant au niveau du polariseur. Nous n'avons, en effet, pas pu optimiser complètement l'alignement de tous les axes.

5.5.4.3 Dissymétrie du spectre de gain de la sonde liée au mélange d'ondes

Le fait que le mélange à quatre ondes dans les SOA est à l'origine d'une dissymétrie du spectre de gain vu par la sonde a été mis en évidence numériquement par Agrawal [102]. Il montre qu'une pompe injectée dans un dispositif à semi-conducteurs (SOA ou diode laser) peut créer une variation de gain sur une sonde, plus ou moins importante selon le désaccord fréquentiel existant entre les deux signaux. Le gain sur la sonde est amplifié lorsque la longueur d'onde de celle-ci est supérieure à celle de la pompe, et est réduit dans le cas contraire. Cette étude numérique semble donc en accord avec nos observations expérimentales et notamment avec le lien de cette dissymétrie avec le processus de mélange d'ondes.

Pour le vérifier, et pour confirmer en particulier que la dissymétrie du spectre d'ESA observée se répercute sur le spectre de gain de la sonde, nous avons mesuré le gain d'une sonde dont la longueur d'onde varie de part et d'autre de la longueur d'onde de pompe. Ces résultats ont été comparés à ceux obtenus via une simulation numérique basée sur les équations proposées par Agrawal dans [102]. La Figure 5.66 présente un exemple de résultats obtenus, montrant l'évolution du gain de la sonde en fonction de l'écart en longueurs d'onde entre la pompe et la sonde. Ce gain est représenté en linéaire et normalisé, sa valeur ayant été divisée par la valeur obtenue sans injection de signal de pompe (en accord avec la convention de la référence [102]). Expérimentalement, les puissances de pompe et sonde sont respectivement de -5 dBm et -25 dBm. Numériquement, le temps de récupération du gain est fixé à 90 ps, ce qui correspond à ce qui a pu être mesuré pour ce type de SOA et pour un tel niveau de sonde.

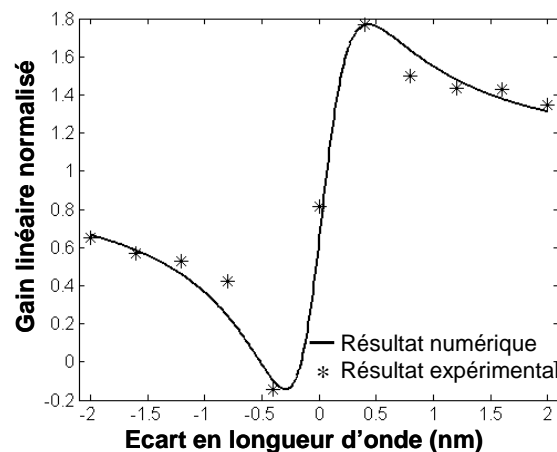


Figure 5.66 : Mise en évidence de la dissymétrie de gain vu par la sonde de part et d'autre de la longueur d'onde de pompe.

Cette figure montre tout d'abord que la dissymétrie observée dans le spectre d'ESA de nos SOA est également présente dans le spectre de gain de la sonde. Elle confirme également, par l'accord avec la simulation, que le phénomène à l'origine de cette dissymétrie est le mélange à quatre ondes dans le SOA.

Or, l'écart entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde est de 5 nm dans le cas des applications systèmes et d'étude de la dépendance à la polarisation. Dans le cas précédent d'étude de la dissymétrie, le gain est peu perturbé à ± 5 nm de la longueur d'onde de pompe. Cependant, dans nos applications, la puissance de sonde était fixée pour que le temps de récupération du gain soit plus court que 90 ps. Nous avons ainsi tracé numériquement l'évolution du gain de la sonde

en fonction de l'écart en longueurs d'onde entre les deux signaux pour différents temps de récupération du gain, T_s . Les résultats sont reportés sur la Figure 5.67.

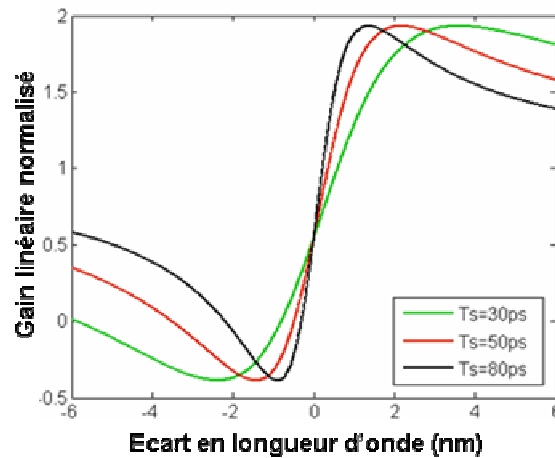


Figure 5.67 : Etude numérique de l'influence du temps de récupération du gain sur l'évolution de la dissymétrie spectrale du gain de la sonde.

Cette figure montre que selon la puissance de sonde et donc, selon le temps de récupération du gain dans le SOA, le gain de la sonde peut subir une dissymétrie couvrant des plages de longueur d'onde plus ou moins importantes.

Dans nos applications, le gain sur la sonde subit donc une dissymétrie due au signal de pompe.

Ces résultats sur la dissymétrie de gain de la sonde due au processus de mélange à quatre ondes dans le SOA, ajoutées aux constatations faites lors de l'étude en auto-saturation et plus particulièrement le fait que $P_{sat}^{TM} < P_{sat}^{TE}$, peuvent nous permettre de tenter d'expliquer les différentes dépendances du gain du SOA aux fluctuations de polarisation de la pompe.

5.5.5 Bilan de l'étude en polarisation : explication des différentes dépendances du SOA à la polarisation selon les configurations d'utilisation du composant en convertisseur de longueur d'onde

Tout d'abord, pour plus de clarté, nous rappelons, via la Figure 5.60, les différentes dépendances à la polarisation possibles du SOA et les configurations associées. Notons que la superposition de toutes ces courbes est également reportée au paragraphe C.6 en annexe.

Dans tous les cas de figure pompe/sonde, la comparaison des courbes de gain statique obtenues pour les polarisations TE et TM de pompe montrent que celles-ci sont toujours superposées en régime « petit signal », puis elles peuvent ou non s'éloigner au fur et à mesure de la saturation. Nous rappelons que lorsque les courbes sont parfaitement superposées, le SOA est alors indépendant à la polarisation alors que lorsqu'un écart apparaît entre les courbes, la PDG du SOA est non nulle.

Le fait remarquable de ces résultats est que le SOA est insensible à la polarisation pour deux configurations. La première correspond au cas où la longueur d'onde de sonde est inférieure à celle de pompe et que la polarisation de sonde est TE. La seconde correspond au cas où les longueurs d'onde sont telles que celle de sonde est, cette fois-ci, supérieure à la celle de la pompe et que la polarisation de la sonde est, dans ce cas, TM.

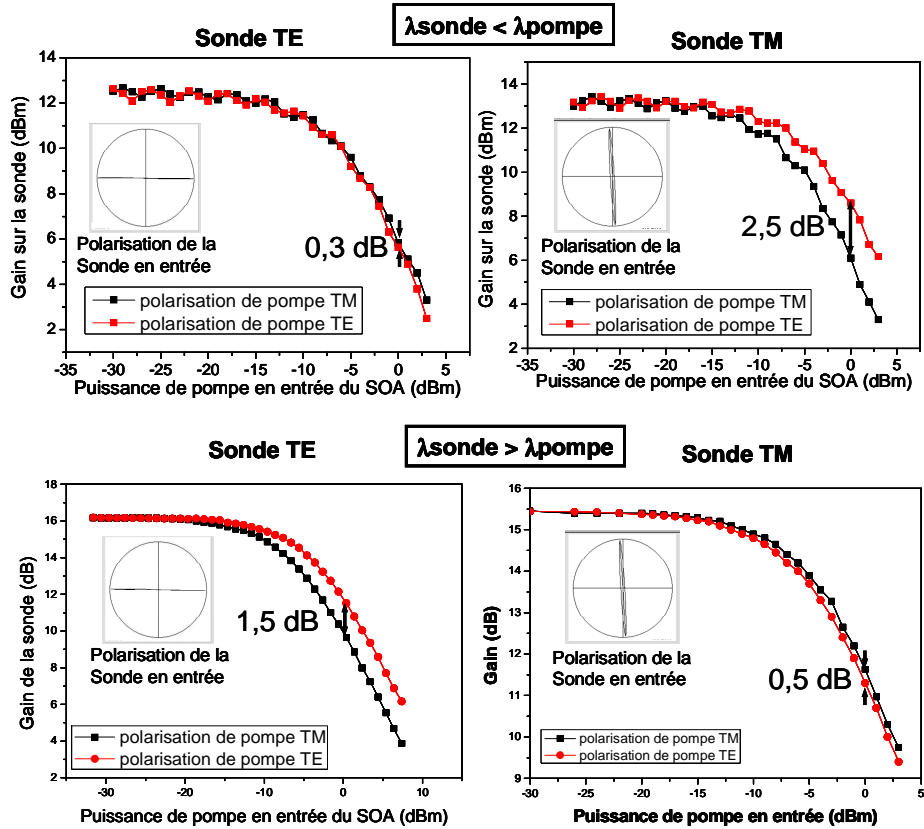


Figure 5.68 : Résumé des principaux résultats de mesure de dépendance de gain du SOA à la polarisation.

En haut : Cas où $\lambda_{sonde} < \lambda_{pompe}$; en bas : Cas où $\lambda_{sonde} > \lambda_{pompe}$.

A gauche : Cas où la polarisation de sonde est TE ; à droite : Cas où la polarisation de sonde est TM

En « petit signal » nous ne mesurons aucune différence entre les gains soumis aux pompes TE et TM (courbes superposées) contrairement au cas d'auto-saturation où un écart d'environ 1 à 1,5 dB a été mesuré. Ceci s'explique par le fait que, lorsque le signal de pompe est faible, il n'a pas d'impact sur le gain vu par la sonde. Ainsi, si la sonde est TM (respectivement TE), elle sera amplifiée par le gain TM (respectivement TE) quelle que soit la polarisation de la pompe. Ceci est d'ailleurs confirmé par la Figure 5.69 qui montre que l'écart entre les gains des sondes TE et TM en régime « petit signal » est égal à l'écart mesuré en auto-saturation.

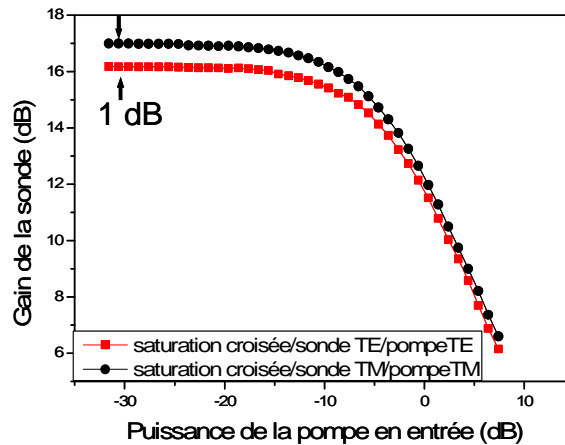


Figure 5.69 : Mesure de la PDG du SOA en saturation croisée avec {Pompe TE + sonde TE} et avec {Pompe TM + sonde TM}, c'est-à-dire comparable avec la configuration d'auto-saturation.

Pour le cas où la pompe devient saturante, il faut distinguer les cas où $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$ et $\lambda_{\text{sonde}} < \lambda_{\text{pompe}}$ tout en gardant à l'esprit que $P_{\text{sat}}^{\text{TM}} < P_{\text{sat}}^{\text{TE}}$ en auto-saturation.

5.5.5.1 Cas où $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$

Ce cas correspond aux courbes du bas de la Figure 5.60.

Si la sonde est TE (courbes de gauche), son gain n'est modifié par mélange d'ondes que par une pompe également TE, d'après l'étude réalisée sur la dissymétrie de l'ESA.

Ainsi, si la pompe est TM, la courbe de gain peut être considéré « classique », avec une faible puissance de saturation $P_{\text{sat}}^{\text{TM}}$ comme on s'y attend d'après les observations en auto-saturation.

Par contre, si la pompe est TE, elle modifie le gain de la sonde et, plus exactement, elle l'augmente du fait que la longueur d'onde de la sonde est supérieure à celle de la pompe. Ainsi, alors que ce gain devrait commencer à chuter à cause de la saturation due à la pompe, il va rester à un niveau important. La saturation arrive donc plus tardivement, c'est-à-dire $P_{\text{sat}}^{\text{TE}}$ a tendance à augmenter par rapport au cas où l'ESA n'est pas modifiée.

Or, dans le cas de non modification du milieu par un autre signal, c'est-à-dire le cas d'auto-saturation, nous avons observé que $P_{\text{sat}}^{\text{TM}} < P_{\text{sat}}^{\text{TE}}$.

En conséquence, pour ce cas où la sonde est TE et $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$, la valeur de $P_{\text{sat}}^{\text{TE}}$ s'éloigne encore plus de celle de $P_{\text{sat}}^{\text{TM}}$; les deux courbes s'écartent donc ce qui signifie que le SOA est, dans cette configuration, sensible à la polarisation.

Si la sonde est TM, c'est, cette fois-ci, la pompe TM qui induit une augmentation du gain sur la sonde alors que la pompe TE a peu d'influence. Ainsi, la saturation du milieu par la pompe TM se fait donc plus tardivement, ce qui signifie que la puissance de saturation $P_{\text{sat}}^{\text{TM}}$ a tendance à augmenter. Comme la valeur de $P_{\text{sat}}^{\text{TE}}$ n'est, quant à elle, pas modifiée par le transfert de porteurs visible sur les spectres d'ESA, et comme en auto-saturation $P_{\text{sat}}^{\text{TM}} < P_{\text{sat}}^{\text{TE}}$, les valeurs des puissances de saturation induites par les pompe TE et TM ont tendance à se rapprocher.

En conséquence, pour ce cas où la sonde est TM et $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$, les deux courbes en régime de saturation sont rapprochées ce qui signifie que le SOA est, dans cette configuration, beaucoup moins sensible à la polarisation, conduisant même à une insensibilité.

5.5.5.2 Cas où $\lambda_{\text{sonde}} < \lambda_{\text{pompe}}$

Ce cas correspond aux courbes du haut de la Figure 5.60

Dans ce cas, la modification du gain de la sonde, par une pompe de même polarisation, correspond à une chute de ce gain et non plus à une augmentation comme précédemment.

Ainsi, si la sonde est TE, la pompe TE modifie le gain de la sonde et plus exactement le fait chuter encore plus brutalement que s'il n'y avait pas transfert de porteurs. Ainsi, la saturation induite par la pompe TE sur la sonde TE est plus rapide que dans le cas où il n'y aurait pas de dissymétrie du gain. La puissance de saturation $P_{\text{sat}}^{\text{TE}}$ a donc tendance à diminuer et à se rapprocher de la valeur de $P_{\text{sat}}^{\text{TM}}$.

En conséquence, pour ce cas où la sonde est TE et $\lambda_{\text{sonde}} < \lambda_{\text{pompe}}$, les deux courbes, en régime de saturation, se rapprochent ce qui signifie que le SOA est insensible à la polarisation.

Par contre, lorsque la sonde est TM, c'est la saturation du milieu par la pompe TM qui se fait plus rapidement. La puissance de saturation P_{sat}^{TM} a donc tendance à diminuer et comme elle est intrinsèquement plus faible que P_{sat}^{TE} , leurs valeurs diffèrent encore plus.

En conséquence, pour ce cas où la sonde est TM et $\lambda_{sonde} < \lambda_{pompe}$, les deux courbes s'éloignent en régime de saturation ce qui signifie que le SOA est sensible à la polarisation.

Cette étude, présentée dans tout le paragraphe 5.5, a permis de montrer pourquoi les tests en boucle à recirculation présentée au paragraphe 5.4 se sont avérés instables dans le cas du dispositif formé du DSSOA suivi du NOLM-SOA et ont, au contraire, permis une étude approfondie grâce à la stabilité du dispositif NOLM-SOA suivi du DSSOA.

En effet, nous avons ainsi montré que, du fait des différentes configurations d'utilisation des SOA dans le double étage et dans le NOLM-SOA, les SOA du DSSOA étaient sensibles à la polarisation alors que celui du NOLM-SOA était insensible. Ainsi, le fait de placer le NOLM-SOA en premier convertisseur en longueur d'onde a permis de rendre tout le dispositif 3R insensible à la polarisation.

Enfin, nous avons montré et expliqué en quoi un même SOA pouvait, selon la configuration dans laquelle il est utilisé, avoir un gain plus ou moins dépendant de la polarisation.

Finalement, dans le cas des SOA utilisés au cours de ces expériences, les configurations d'insensibilité à la polarisation, dans les cas de puissances de signaux saturantes, sont :

- L'auto-saturation en régime de saturation,
- La saturation croisée avec une sonde polarisée TM et une relation d'ordre entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde telle que $\lambda_{sonde} > \lambda_{pompe}$, ce qui correspond à l'utilisation du SOA dans le NOLM-SOA du laboratoire*.
- La saturation croisée avec une sonde polarisée TE et des longueurs d'onde telles que $\lambda_{sonde} < \lambda_{pompe}$.

Notons ainsi que, pour rendre le double étage insensible à la polarisation, il faudrait le réaliser totalement à maintien de polarisation. Or, la plupart des composants à maintien de polarisation fonctionne de façon optimale si le signal est polarisé suivant leur axe lent (c'est notamment le cas des isolateurs). Cependant, comme l'axe TM des SOA est aligné avec l'axe lent des composants, il faudrait alors, pour obtenir l'insensibilité à la polarisation, que $\lambda_{sonde} > \lambda_{pompe}$, c'est-à-dire que l'on se place dans le cas défavorable d'amélioration du taux d'extinction [93].

* Nous tenons à faire remarquer que les différentes dépendances à la polarisation du SOA en configuration pompe/sonde n'ont été présentées que pour le cas co-propagatifs. En effet, nous rappelons que le phénomène de dissymétrie, étant lié au processus de mélange d'onde, n'est pas présent en contra-propagation puisque l'accord de phase n'est alors plus possible. Or, nous tenons à préciser que ceci n'a pas d'influence sur l'explication de l'insensibilité du NOLM-SOA à la polarisation. En effet, les études numériques présentées au paragraphe 5.5.1 ainsi qu'en Annexe C, ont montré, nous le rappelons, que le NOLM-SOA est toujours insensible à la polarisation si le SOA seul l'est en co-propagation. De plus, notons que les études du SOA avec sondes co et contra-propagatives, au paragraphe 5.5.2.2, avaient effectivement montré une sensibilité du SOA en contra-propagation. Ceci avait été expliqué par le fait que, dans le cas du montage, la sonde était polarisée TE et $\lambda_{sonde} > \lambda_{pompe}$, ce qui correspond à un cas de dépendance du SOA à la polarisation. Or, la dépendance à la polarisation observée dans le cas de cette mesure était inférieure à celle mesurée dans le cas co-propagatif. Ainsi, cette dépendance à la polarisation en contra-propagation était soit due au fait que les puissances de saturation TE et TM du SOA sont différentes (cf mesure d'auto-saturation) et ne pouvaient être modifiée via une dissymétrie de gain, soit que la réflexion parasite dans le montage entraînait une légère dissymétrie du spectre d'ESA contra-propagative. Les différents résultats des études menées sont donc tous cohérents entre eux.

Ainsi, si on fixe $\lambda_{\text{sonde}} < \lambda_{\text{pompe}}$, il faudrait travailler avec des composants spéciaux et donc probablement plus coûteux, ou modifier les modules des SOA utilisés pour que l'axe lent des composants PM soit aligné avec l'axe TE du SOA.

De plus, de part l'architecture du DSSOA, il serait nécessaire d'utiliser un filtre à maintien de polarisation, ce qui augmenterait considérablement le prix du dispositif. Une alternative serait alors de travailler en contra-propagation [103], mais, dans ce cas, avec nos SOA, l'insensibilité à la polarisation ne serait pas garantie au vu des études menées dans ce paragraphe.

Ainsi, l'architecture NOLM-SOA suivi du DSSOA semble plus adaptée aux transmissions optiques par rapport à la configuration inverse, tant du point de vue des caractérisations de chaque composant, notamment par rapport au taux d'extinction, que de la dépendance à la polarisation.

En résumé, nous avons réalisé et étudié une architecture originale de fonction optique pour la régénération 3R. Celle-ci est formée de deux convertisseurs en longueur d'onde à base d'amplificateurs à semi-conducteurs : un NOLM-SOA, interféromètre de Sagnac comprenant un élément non-linéaire, le SOA, et un double étage de SOA, cascade d'amplificateurs à semi-conducteurs permettant une nette amélioration du taux d'extinction.

Chaque convertisseur a été décrit et étudié indépendamment l'un de l'autre. Leurs fonctionnements, plus ou moins complexes ont été décrits, notamment par le biais de quelques simulations numériques. Leurs caractérisations ont été réalisées et leurs réglages respectifs en vue de leur association ont été présentés.

Les deux configurations possibles de leur association, DSSOA suivi du NOLM-SOA puis NOLM-SOA suivi du DSSOA, ont été étudiées expérimentalement en environnement « système ». Nous avons ainsi pu, avec la seconde configuration, réaliser une transmission à 10 Gbit/s de 100 000 km sans erreur via une expérience en boucle à recirculation. Le signal, portant l'information, a alors été propagé sur cette distance en assurant un taux d'erreur binaire d'environ 10^{-8} pour un OSNR de 24 dB (0,1 nm) mesuré devant le régénérateur au premier tour et ce, sans code correcteur d'erreur. Une expérience permettant d'étudier l'évolution du TEB en fonction du nombre de tours et donc de passages dans le régénérateur a, de plus, été effectuée et a montré une complète adéquation avec la théorie [95].

Cette étude a été possible grâce à la grande stabilité du dispositif expérimental qui a ainsi permis de réaliser une transmission comprenant 1000 passages dans le régénérateur. Cette stabilité est due à l'insensibilité du dispositif à la polarisation, qui a été largement étudiée dans ce chapitre. Nous avons montré que l'insensibilité venait de la configuration d'utilisation du SOA dans le NOLM-SOA, rendant, ainsi, l'interféromètre insensible à la polarisation. Une étude approfondie de la dépendance du gain des SOA utilisés à la polarisation a été effectuée, permettant de définir les configurations d'utilisation du SOA compatibles avec une faible sensibilité de celui-ci.

Cette étude de la polarisation, ainsi que les caractéristiques des deux dispositifs, NOLM-SOA et DSSOA, ont permis de mettre, de plus, en évidence que l'architecture NOLM-SOA suivi du DSSOA est plus adaptée à la régénération dans les systèmes de transmissions optiques que la configuration inverse, c'est-à-dire DSSOA suivi du NOLM-SOA.

Notons enfin que ce dispositif 3R n'a pu être testé qu'à 10 Gbit/s à cause du temps de réponse des SOA utilisés incompatible avec des débits supérieurs.

Le chapitre suivant présente donc les travaux dédiés à la montée en débit puisque l'objectif initial de cette thèse était d'étudier des fonctions optiques pour la régénération et/ou la conversion de longueur d'onde pour les hauts débits d'information, c'est-à-dire 40 Gbit/s et plus.

Chapitre 6

Problématique de la montée en débit : augmentation de la rapidité des portes

Comme nous l'avons évoqué dans la partie I, les fonctions optiques pour le traitement du signal deviennent compétitives, en termes de performances et de coût par rapport aux dispositifs opto-électroniques, à partir du débit de 40 Gbit/s. Or, nous avons expliqué dans le chapitre précédent que le régénérateur 3R n'a pu être étudié et testé qu'à 10 Gbit/s à cause du temps de réponse des SOA ne permettant pas de suivre les débits plus rapides.

Ce chapitre présente une étude sur la problématique de la montée en débit des fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs.

Dans un premier temps, nous présentons une étude sur le temps de récupération du gain en termes de techniques de raccourcissement et de mesure. Puis, nous caractérisons un dispositif commercial pour le débit de 40 Gbit/s. Ensuite, la technique de filtrage décalé en sortie du SOA, déjà évoquée au chapitre 3, est plus précisément étudiée. Nous présentons notamment une analyse des phénomènes physiques mis en jeu par cette technique, via des mesures au dispositif FROG, pour Frequency Resolved Optical Gating. Enfin, en aboutissement à ces différentes études, un convertisseur en longueur d'onde est testé et analysé jusqu'au débit de 80 Gbit/s.

6.1 Etude du temps de récupération du gain des amplificateurs optiques à semi-conducteurs

Les SOA correspondent sur de nombreux points aux exigences du marché des télécommunications optiques en termes de fonctions optiques pour le traitement du signal. Ceux-ci sont en effet des composants non-linéaires très compacts, compatibles avec l'optique intégrée et qui consomment peu d'énergie, tant du point de vue de leur alimentation électrique que des puissances optiques nécessaires pour déclencher leurs non-linéarités. Ils peuvent également, comme nous l'avons vu aux chapitres précédents, permettre l'insensibilité à la polarisation des fonctions qu'ils composent.

Leur seul inconvénient majeur est que leur temps de récupération du gain est limité par les recombinaisons inter-bandes ce qui les empêche de suivre les très hauts débits d'information.

6.1.1 Techniques d'amélioration du temps de récupération du gain

Tout d'abord, nous rappelons que la récupération du gain a été décrite au paragraphe 4.1.1.6 du chapitre 4. Elle comprend plusieurs étapes liées à différents mécanismes de recombinaisons de porteurs. En général, on peut distinguer la récupération très rapide due aux relaxations intra-bande, comme le Spectral Hole Burning ou l'échauffement des porteurs, et la

récupération plus lente due aux recombinaisons inter-bande, c'est-à-dire aux recombinaisons électrons-trous par le processus d'émission. Ce second type de récupération du gain constitue le frein à l'accès aux hauts débits.

Plusieurs techniques, décrites dans la suite, visent à raccourcir la récupération du gain.

6.1.1.1 Augmentation du courant de polarisation

La technique la plus simple consiste à maximiser le courant de polarisation de l'amplificateur à semi-conducteurs. En effet, comme nous l'avons vu au chapitre 4 et notamment sur la Figure 4.18(a), plus le courant de polarisation est fort, plus l'émission spontanée amplifiée est présente dans le SOA. Ceci vient du fait que, plus le pompage électrique dans le semi-conducteur est fort, plus les densités de populations (électrons et trous) sont importantes, donc plus le nombre de transitions possibles correspondant au processus d'émission, et en particulier stimulée, est élevé. Ainsi, en augmentant le courant de polarisation du SOA, on augmente l'amplification possible des signaux par le principe d'émission stimulée et ainsi, on réduit le temps de récupération du gain du SOA après passage d'une impulsion saturante.

Les SOA aux cœurs des fonctions optiques pour le traitement du signal doivent donc être alimentés par un courant de polarisation permettant d'obtenir le maximum d'émission spontanée amplifiée. Pour connaître ce courant, il faut donc observer l'évolution du spectre d'ESA en fonction de l'augmentation du courant d'alimentation du SOA.

Lorsque que l'amplitude de l'ESA n'augmente plus alors que l'on continue à augmenter le courant, cela signifie que les valeurs maximales des densités de porteurs sont atteintes et qu'une augmentation supplémentaire du courant de pompage n'aurait pour conséquence que d'échauffer le composant. Il faut ainsi fixer le courant maximal en tenant compte de la quantité d'ESA mais également du bon fonctionnement de la régulation en température du composant. De plus, plus la quantité d'ESA croît, plus le gain augmente, plus il est difficile aux couches anti-reflets de remplir totalement leur rôle, ainsi, plus le phénomène de ripple augmente. Comme ces résidus d'oscillations entraînent des fluctuations de gain, décrites au chapitre 4, il est nécessaire que leur amplitude ne soit pas trop importante.

Le courant de pompage doit être le plus élevé possible sans échauffement du composant. Un compromis doit donc être trouvé pour optimiser le courant de polarisation des SOA*.

6.1.1.2 Utilisation d'un faisceau de maintien

Nous avons expliqué au chapitre 5 que nous avons choisi, lors de nos expériences, une puissance de sonde relativement forte pour améliorer le temps de récupération du gain mais tout en permettant une compression suffisante de celui-ci.

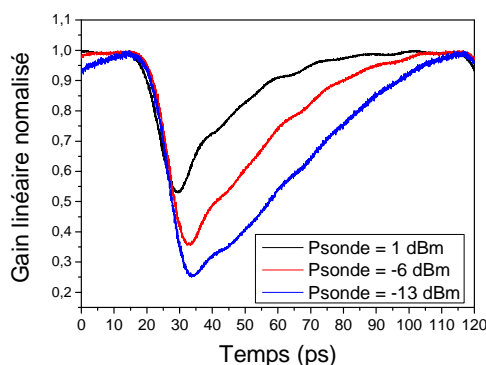


Figure 6.1 : Compressions de gain obtenues expérimentalement pour différentes puissances de sonde.

* Notons que dans les études du chapitre 5, le courant maximal de polarisation était de 300 mA.

En effet, une autre manière de raccourcir le temps de récupération du gain est d'augmenter la quantité de recombinaison électrons-trous en provoquant plus d'émission stimulée. Une fois la traversée du SOA par une impulsion de pompe terminée, la sonde est de nouveau amplifiée. Ainsi, plus sa puissance est élevée, plus le mécanisme d'amplification par émission stimulée est important. En conséquence, le temps de récupération du gain est raccourci [55]. La Figure 6.1 illustre ce propos en présentant les formes temporelles de compression du gain obtenues avec des puissances de sonde différentes.

Cependant, les dispositifs fonctionnant en modulation croisée nécessitent que les longueurs d'onde de pompe et de sonde soient relativement proches pour que la modulation du gain, et donc la conversion de longueur d'onde, réalisée soit efficace. Ainsi, lorsque la puissance de sonde est trop importante, le gain du SOA n'est plus seulement saturé par la pompe mais également par la sonde^{*}. Le gain « disponible » sur la pompe est diminué et la compression du gain qu'elle peut provoquer est également moins importante. La modulation du gain du SOA est alors moins efficace, comme on peut le voir sur la Figure 6.1. Un compromis sur la puissance de sonde doit donc être trouvé.

De plus, les dispositifs en modulation croisée doivent pouvoir être cascades et ainsi permettre une conversion de longueur d'onde aussi bien vers les courtes que vers les grandes longueurs d'onde. Or, d'après la forme de la courbe de gain en fonction de la longueur d'onde, montrées sur la Figure 4.5 du chapitre 4, si la sonde a une longueur d'onde supérieure à celle de la pompe, elle sature plus le gain au niveau de la longueur d'onde de pompe et altère plus la modulation imposée celle-ci. Si la sonde est utilisée pour améliorer le temps de récupération du gain, son niveau de puissance doit être modifié selon la nature de la conversion de longueur d'onde, le temps de récupération du gain est donc différent dans chaque configuration.

Une autre solution, basée sur le même principe a donc été proposée [104]. Elle consiste à utiliser un troisième faisceau, dit « de maintien », qui ne participe pas ou peu à la saturation du gain. Pour éviter un fort impact du faisceau de maintien sur la compression du gain par la pompe, sa longueur d'onde est donc invariablement plus courte que celle des autres signaux en jeu.

Plusieurs possibilités ont été envisagées et étudiées : selon la longueur d'onde du faisceau de maintien ou selon son sens de propagation dans le SOA par rapport aux autres signaux [105].

Choix de la longueur d'onde

Si la longueur d'onde du faisceau de maintien est choisie dans la plage d'amplification du SOA [106], il est alors amplifié. Il participe donc à la nouvelle distribution de Fermi-Dirac des porteurs. Cela signifie que ceux-ci reviennent à leur état d'équilibre différemment selon que le faisceau de maintien est présent ou non dans le SOA. Ce faisceau modifie ainsi le temps de retour à l'équilibre et le temps de récupération du gain après passage d'une impulsion saturante [104]. Plus sa puissance est importante, plus le temps de récupération du gain est raccourci. De plus, plus sa longueur d'onde est proche de celle du pic de gain, plus il est amplifié, plus il est donc efficace en terme d'amélioration du temps de récupération du gain. Cependant, comme nous l'avons expliqué précédemment pour le cas de l'utilisation de la sonde, dans ce cas de figure, le faisceau de maintien diminue la compression possible par le signal de pompe et ainsi, réduit l'efficacité du processus de modulation croisée.

Une solution a alors été envisagée : placer le faisceau de maintien à une longueur d'onde proche de la transparence [107, 108, 62].

Le principe, schématisé sur la Figure 6.2, est basé sur le décalage fréquentiel de la courbe de gain lorsque la densité de porteurs dans le milieu varie. Quand il n'y a pas de pompe dans le SOA, le faisceau de maintien n'agit quasiment pas sur la densité de porteurs puisque sa longueur d'onde est très éloignée de celle du pic de gain et très proche de la transparence (a). Par contre, quand la

^{*} Nous rappelons en effet que le gain du SOA est homogène, comme nous l'avons notamment vu via la Figure 4.5. Ainsi, la saturation du gain par un signal affecte le gain vu par les autres signaux alentours.

pompe traverse le SOA, celle-ci sature son gain. La densité de porteurs chute en conséquence et la courbe de gain se translate vers les fortes longueurs d'onde (b). La longueur d'onde de transparence est alors décalée et la longueur d'onde du faisceau de maintien se retrouve ainsi dans la zone d'absorption du SOA. Il est alors absorbé par le milieu, jouant le rôle de pompage optique. Ceci permet de maintenir le niveau de gain et d'encourager les mécanismes d'émission, aussi bien spontanée que stimulée.

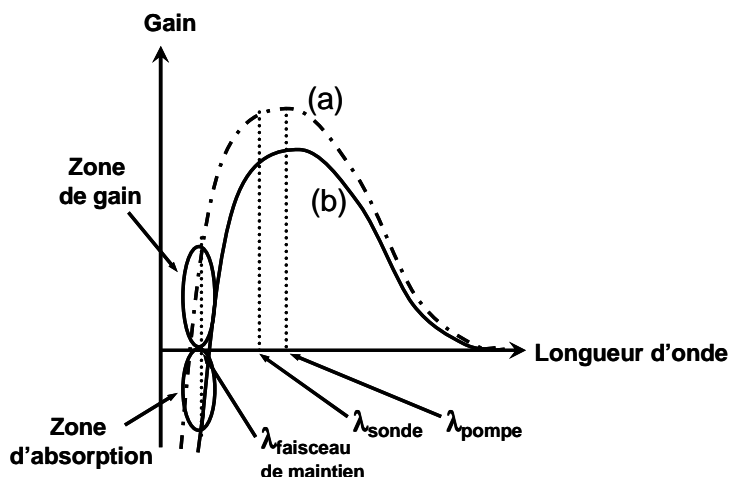


Figure 6.2 : Principe du cas d'un faisceau de maintien à une longueur d'onde proche de la transparence.
 (a) : Spectre de gain avant modification par une impulsion ; (b) : Spectre de gain après saturation par l'impulsion.

D'excellentes améliorations du temps de récupération du gain ont été obtenues via cette technique. Notamment, une diminution de 170 ps environ a été réalisée avec un faisceau de maintien impulsionnel d'une puissance de 75 mW injecté en contra-propagation, aboutissant à un temps de récupération du gain de 27 ps [109].

Cependant, la longueur d'onde de transparence du SOA varie le long de celui-ci, les variations étant d'autant plus grandes que le SOA est long. Notons que l'injection d'un fort faisceau de maintien a tendance à uniformiser ce paramètre sur toute la longueur du SOA, en forçant la longueur d'onde de transparence égale à celle du faisceau injecté. Cependant, les puissances nécessaires pour cette uniformisation ne sont pas réalistes par rapport aux applications de télécommunications optiques [105].

De plus, la longueur d'onde de transparence est difficile à déterminer puisqu'elle dépend du gain matériau qui est une donnée intrinsèque du SOA. Sa mesure nécessite donc une expérience de modulation croisée particulière qui consiste à faire varier la longueur d'onde de la pompe jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de modulation de la sonde, c'est-à-dire de compression du gain.

Nous pouvons alors comprendre la complexité de l'optimisation de ce type de procédé de raccourcissement du temps de récupération du gain. Ainsi, dans la pratique, le faisceau de maintien se situe dans la « plage » de longueur d'onde de transparence, entre la longueur d'onde « matériau » et celle du « dispositif ». Le plus souvent des pompes Raman impulsionnelles autour de 1480 nm sont utilisées.

Notons de plus que ce procédé nécessite non pas de simples coupleurs mais des démultiplexeurs pour pouvoir injecter le faisceau de maintien à une longueur d'onde en dehors de la bande C des télécommunications.

Outre le fait que la technique avec faisceau de maintien à la longueur d'onde de transparence est plus difficile à mettre en œuvre, les meilleurs résultats de raccourcissement du temps de récupération du gain semblent être obtenus pour des longueurs d'onde de faisceaux de maintien situées dans la zone de gain, mais ce au

détriment de la compression de gain. L'amplification du faisceau de maintien fournit, en effet, plus de recombinaisons que son absorption [107].

Choix du sens d'injection du faisceau de maintien : co ou contra-propagatif

Le faisceau de maintien peut être injecté soit en co-propagation avec la pompe, soit en contra-propagation. Pour plus de simplicité et de clarté, nous appellerons, dans la suite, « face 1 » le côté du SOA par lequel entre la pompe et « face 2 », celui par lequel elle sort. Ainsi, lorsque le faisceau de maintien est co-propagatif, il progresse de la face 1 vers la face 2 et inversement lorsqu'il est contra-propagatif. Ceci est schématisé sur la Figure 6.3(a).

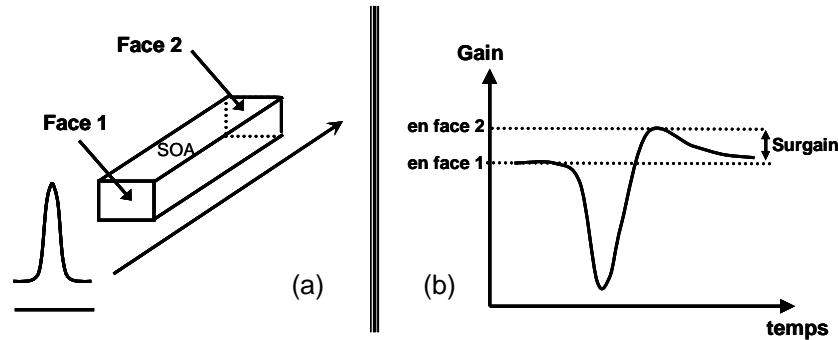


Figure 6.3 : Influence du sens de propagation des signaux dans le SOA, notamment sur le phénomène de surgain ou « overshoot ».

(a) : Schématisation du SOA ; (b) : Description du phénomène de surgain

D'après les différentes études et expériences réalisées sur le raccourcissement du temps de récupération du gain par injection d'un faisceau de maintien [62, 105], ce temps est plus court lorsque le faisceau de maintien est injecté en contra-propagation. Ceci vient de l'évolution de la densité de porteurs dans le SOA.

Pour le comprendre, décrivons tout d'abord les mécanismes de porteurs engendrés par la traversée du SOA par une impulsion de pompe, sans intervention d'un faisceau de maintien.

Plus la pompe progresse dans le SOA, plus elle est amplifiée et ainsi, plus elle consomme de porteurs. La densité de porteurs est donc plus faible au niveau de la face 2 du SOA qu'en face 1. Il y a donc moins de porteurs disponibles pour l'amplification de la sonde ainsi que de l'ESA au niveau de la face 2. Ainsi, l'ESA co-propagative est de moins en moins amplifiée. Quant à l'ESA contra-propagative, elle l'est de plus en plus mais son niveau initial est moins important que le niveau initial de l'ESA co-propagative. Ainsi, globalement, il y a moins d'ESA au niveau de la face 2 qu'au niveau de la face 1. Notons que ceci est à l'origine du phénomène de surgain ou « overshoot », schématisée sur la Figure 6.3(b) [55, 105].

Considérons maintenant le cas d'injection d'un faisceau de maintien dont la longueur d'onde se situe dans la plage d'amplification. Celui-ci est ainsi de plus en plus amplifié au cours de sa propagation et son rôle est alors similaire à celui de l'émission spontanée amplifiée.

Ainsi, s'il est contra-propagatif, il utilise plus de porteurs au niveau de la face 1 qu'au niveau de la face 2. Il contribue donc, comme l'ESA contra-propagative, à un déséquilibre de la densité de porteurs entre les deux extrémités du SOA. Les porteurs disponibles pour l'amplification d'une sonde, c'est-à-dire le gain, sont plus nombreux en fin de SOA qu'au début. Il se produit alors une abondance d'émission stimulée des photons de sonde en fin du SOA, créant une rapide récupération du gain, accompagnée d'une accentuation du phénomène de surgain.

Par contre, lorsque le faisceau de maintien est co-propagatif, il utilise un plus grand nombre de porteurs au niveau de la face 2 que de la face 1. Il diminue donc le nombre de porteurs disponibles pour l'amplification de la sonde après le passage de l'impulsion. Il supprime donc

tout d'abord le surgain, provoquant un possible « ralentissement » de la récupération du gain. Puis, si sa puissance est encore plus forte, puisqu'il diminue encore un peu plus le niveau d'ESA en face 2, il ré-augmente le nombre de porteurs disponibles pour l'amplification de la sonde et permet alors, ensuite, un raccourcissement de la récupération du gain.

Ainsi, quand la longueur d'onde du faisceau de maintien se situe dans la plage d'amplification, l'injection d'un tel faisceau permet globalement de diminuer le temps de récupération du gain avec optimisation de l'efficacité si l'injection se fait en contra-propagation.

Nous pouvons maintenant nous intéresser au cas où la longueur d'onde du faisceau de maintien est proche de celle de transparence. Dans ce cas, le faisceau de maintien uniformise la densité de porteurs tout le long du SOA.

Or, comme la pompe fait plus chuter la densité de porteurs en fin de SOA (face 2) qu'en début (face 1), la longueur d'onde de transparence est plus décalée au niveau de la face 2. En conséquence, le faisceau de maintien y est plus absorbé.

Ainsi, quand il est injecté en contra-propagation, le faisceau de maintien est totalement absorbé dès son entrée dans le SOA, il ne s'y propage donc pas et n'a donc une influence qu'au niveau de la face 2 du SOA. Ainsi, il augmente la densité de porteurs là où elle est la plus faible, c'est-à-dire au niveau de la face 2 du SOA et accentue donc le déséquilibre de porteurs disponibles pour la sonde au niveau de chaque face du SOA. Le temps de récupération du gain est donc raccourci et le surgain est accentué.

Par contre, quand il est injecté en co-propagation, le faisceau de maintien est de plus en plus absorbé au cours de sa propagation dans le SOA. En fin de SOA, la quantité de photons apportés par le faisceau de maintien est minime puisqu'il a été largement absorbé préalablement. Il n'apporte donc plus de photons pouvant être absorbés et donc n'augmente pas la densité de porteurs là où cela est le plus nécessaire. De plus, son absorption en face 1 du SOA a pour conséquence d'y augmenter le niveau de sonde et donc de réduire le déséquilibre entre les deux faces du SOA. Le surgain est supprimé et le temps de récupération du gain ralentit.

Ainsi, dans le cas où la longueur d'onde du faisceau de maintien est proche de celle de transparence, une accélération du temps de récupération du gain n'est possible que si le faisceau est injecté contra-propagativement [105].

Cette technique permet donc de raccourcir le temps de récupération du gain selon certaines configurations. Elle a en effet permis de nettes améliorations de ce temps sans pour autant, à notre connaissance l'abaisser au-delà de la vingtaine de picosecondes, rendant les SOA à peine compatible avec le débit de 40 Gbit/s.

La technique utilisant la longueur d'onde à la transparence nécessite l'utilisation de multiplexeurs/démultiplexeurs beaucoup plus coûteux que de simples coupleurs. De plus, la configuration de contra-propagation ne s'adapte pas à tous les types de fonctions et engendre, de plus, des pertes supplémentaires en sortie du dispositif.

Pour raccourcir le temps de récupération du gain des SOA au cœur des fonctions optiques de traitement du signal, comme celles présentées au chapitre précédent, la technique du faisceau de maintien ayant une longueur d'onde dans la plage d'amplification semble la mieux adaptée. Nous avons donc réalisé quelques mesures via injection d'un faisceau de maintien en co-propagation, configuration adaptée aux fonctions étudiées.

Résultats expérimentaux

Nous avons réalisé un banc de caractérisation pompe/sonde, comme celui présenté au paragraphe 4.2.3 du chapitre 4. Le schéma précis du montage est reporté sur la Figure 6.4. La pompe est un signal impulsionnel fournissant des impulsions de largeur à mi-hauteur de 5 ps à

une fréquence de 450 MHz. Sa puissance varie grâce à un atténuateur variable pour modifier le taux de compression du gain du SOA. La puissance de sonde est fixée égale à la puissance de saturation à 1 dBm.

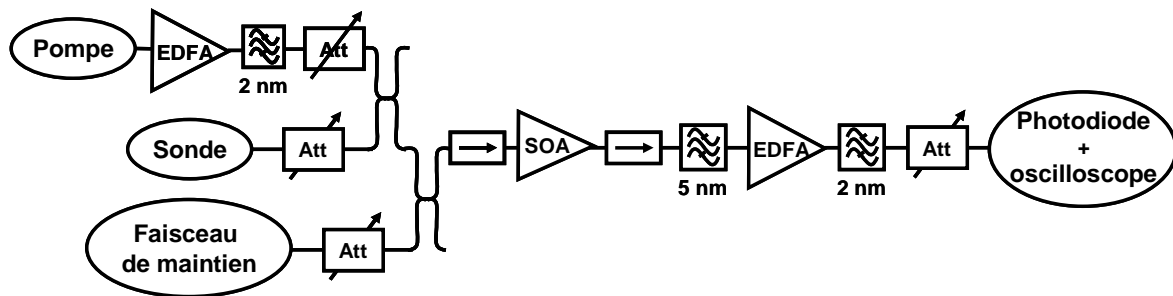


Figure 6.4 : Banc de caractérisation dynamique du gain des SOA avec injection d'un faisceau de maintien.

Les résultats obtenus sont similaires à ceux décrits dans la littérature.

Nous avons tout d'abord utilisé la sonde comme faisceau de maintien. Nous avons alors fait varier sa longueur d'onde pour voir si celle-ci a un impact sur le temps de récupération du gain. Nous avons constaté, conformément aux prédictions, que plus celle-ci est proche du pic de gain, plus le temps de récupération du gain est court (une variation de 4 nm peut permettre de raccourcir ce temps de 10 ps selon le taux de compression).

Puis nous avons injecté un faisceau de maintien. Sa longueur d'onde a été fixée égale à celle correspondant à la moitié de la valeur maximale d'ESA (en linéaire). Nous avons vérifié qu'à cette longueur d'onde le faisceau de maintien a bien une incidence sur le temps de récupération du gain sans trop faire chuter le taux de compression.

La première remarque faite a été que l'augmentation du faisceau de maintien injecté en co-propagation commence par faire disparaître le surgain, causant parfois, en conséquence, le ralentissement de la récupération du gain. Puis, à plus forte puissance, l'injection du faisceau de maintien a tendance à faire diminuer la largeur temporelle de la compression de manière non négligeable.

Cependant, quels que soient les paramètres de la sonde et du faisceau de maintien, les SOA utilisés dans les fonctions précédemment étudiées ne semblent pas permettre de travailler au débit de 40 Gbit/s avec des taux de compression conséquents.

Pour confirmer ces résultats, nous avons refait des mesures de temps de récupération avec le même type de banc de caractérisation mais cette fois-ci avec, comme pompe, une séquence RZ de bits à 40 Gbit/s. La longueur d'onde du faisceau de maintien a été fixée à 1532 nm et sa puissance au maximum permis par le montage, c'est-à-dire + 10 dBm.

Cette étude a permis de mesurer la largeur temporelle à mi-hauteur et la valeur des différentes compressions en fonction de la puissance de pompe en présence d'un faisceau de maintien.

Nous avons ainsi montré que l'utilisation d'un faisceau de maintien permet d'améliorer le temps de récupération du gain tout en permettant de travailler avec des compressions maximales entre 5 et 8 dB, malgré la très forte puissance du faisceau.

Cependant, les temps de récupération obtenus pour des fortes compressions du gain sont beaucoup trop lents pour permettre des applications à 40 Gbit/s et plus. La Figure 6.5 présente un exemple de résultat de mesure (pour le cas d'un des SOA du double étage*).

Cette figure montre qu'un temps de récupération minimal de 18 ps a pu être obtenu mais pour un taux de compression de seulement 1 dB. De plus, le taux de compression maximal que l'on

* Les résultats obtenus avec les autres SOA suivaient la même tendance.

peut obtenir assurant un temps de récupération du gain compatible avec le débit de 40 Gbit/s est inférieur à 4 dB. Ceci est donc suffisant pour un SOA inséré dans un interféromètre classique mais ne l'est pas pour une application comme le double étage ou même le NOLM-SOA en réflexion qui sont des fonctions où le taux de compression du gain est un paramètre crucial.

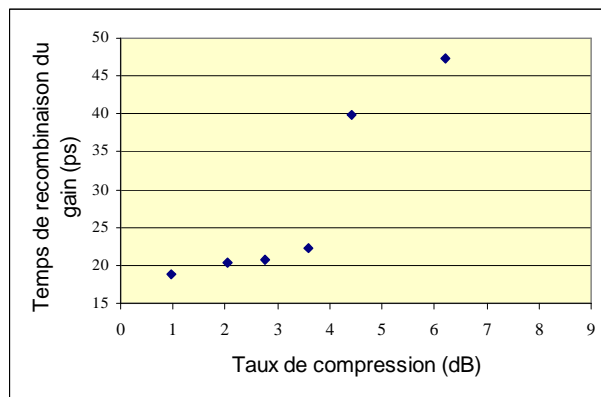


Figure 6.5 : Etude expérimentale du lien entre le temps de récupération du gain et le taux de compression : exemple de résultats obtenus avec les SOA utilisés dans les fonctions optiques étudiées

Ainsi, les résultats expérimentaux obtenus sont comparables avec ceux présentés dans la littérature. Cependant, ils montrent que nous ne pouvons pas utiliser la technique du faisceau de maintien pour faire fonctionner les dispositifs décrits au chapitre précédent au débit de 40 Gbit/s. De plus, l'utilisation d'un troisième faisceau complexifie considérablement les fonctions optiques et augmente ainsi largement le coût de celles-ci. C'est ainsi que, comme dans le chapitre précédent et dans la plupart des applications, la sonde est utilisée comme faisceau de maintien pour simplifier le dispositif. Dans notre cas, le faisceau de maintien constitue plus un inconvénient qu'un avantage.

6.1.1.3 SOA « nouvelle génération »

Puisque les SOA à notre disposition ne permettent pas l'accès aux hauts débits d'information, l'acquisition de nouveaux composants devient une priorité. Nous distinguons alors les SOA à puits ou boîtes quantiques et les « nouveaux » SOA massifs.

SOA à puits et boîtes quantiques

Depuis le début de notre étude, nous n'avons utilisé que des SOA massifs et donc toutes les descriptions théoriques leur ont été dédiées. Or, il existe d'autres types de SOA dont les couches actives ne sont plus faites de semi-conducteurs massifs mais à puits [110] ou boîtes quantiques [111] *.

Dans le cas des SOA à multi-puits quantiques, un confinement des porteurs est imposé suivant une direction de l'espace. Ceci a pour effet de discrétiser les niveaux d'énergie suivant cette direction tout en gardant un comportement massif suivant les autres directions. La densité d'état n'a alors plus une forme parabolique mais en marche d'escalier.

Les boîtes quantiques, quant à elle, sont le résultat des effets cumulés du confinement des porteurs suivant les trois directions de l'espace. Il en résulte une discrétisation des niveaux d'énergie suivant ces trois directions. Ils ne forment alors plus un continuum dans les bandes de conduction et de valence.

* Notons qu'il existe également des semi-conducteurs à fils quantiques. Cependant, leurs utilisations et études étant beaucoup moins répandues, nous avons décidé de les omettre, pour plus de simplicité.

La Figure 6.6 présente les confinements de porteurs, dits « 2D » et « 0D », respectivement pour les puits et boîtes quantiques, ainsi que les densités d'état en résultant.

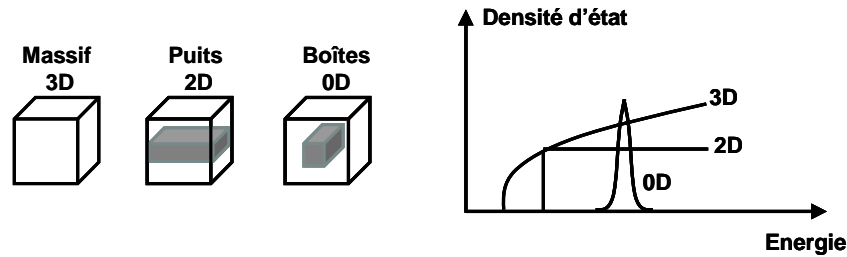


Figure 6.6 : Confinement des porteurs et densités d'états dans des semi-conducteurs massifs, à puits et boîtes quantiques.

L'intérêt des SOA à structures quantiques par rapport aux massifs est leur plus grand coefficient de gain différentiel et leur courant de seuil beaucoup moins important, deux qualités recherchées dans les applications de traitement du signal optique.

La structure typique des SOA à multi-puits quantiques est formée de deux hétérojonctions, chacune jouxtant un puits quantique [112]. La maîtrise des contraintes sur ce type de région active permet, de plus, d'acquérir de faibles sensibilités à la polarisation [113].

Chaque puits peut être considéré comme un réservoir propre de porteurs avec possibilité d'échange de porteurs d'un puits à un autre, voire avec les couches de confinement, si les barrières de potentiel les séparant ne sont pas trop élevées. Ainsi, il y aurait toujours des porteurs disponibles et le temps de récupération du gain pourrait être amélioré par rapport à un semi-conducteur massif. Cependant, même si des simulations ont montré que des structures à multi-puits quantiques asymétriques pouvaient permettre d'atteindre des débits de 32 Gbit/s [114], les temps de récupération du gain mesurés restent équivalents à ceux obtenus avec des SOA massifs [112, 114]. Une récente étude, utilisant un procédé technologique de dopage p a montré une possibilité de temps de récupération du gain de 15 ps [115]. Ceci est donc très prometteur mais pas encore assez mature pour nos applications.

L'intérêt des boîtes quantiques pour les applications de traitement du signal optique est le caractère inhomogène du gain et la discrétisation des niveaux d'énergie [116].

Le premier avantage confère la compatibilité avec les réseaux WDM avec le traitement possible de plusieurs canaux simultanément par un même composant. Les boîtes quantiques peuvent en effet offrir plusieurs plages de longueurs d'onde indépendantes les unes des autres mais chacune relativement large pour réaliser une conversion de longueur d'onde [117].

Le second avantage permettrait l'accélération du temps de récupération du gain. Ceci est possible par amélioration des structures via un dopage p [118], comme pour les multi-puits quantiques, ou par effet tunnel entre le bas de la bande d'un puits quantique et l'état fondamental des boîtes. Dans ce cas, un puits est placé de façon adjacente au plan des boîtes. Il sert alors en quelque sorte de « réservoir de secours » de porteurs [119]. Un temps de récupération du gain de 3 ps a ainsi pu être obtenu [120] mais à 1 μm et une autre performance a été reportée montrant un temps de 5 ps à 1,3 μm [121].

Cependant, ces structures à boîtes quantiques ne sont pas encore assez matures. Les SOA large bande autour de 1,55 μm sont encore exploratoires et la dépendance à la polarisation est en général mal maîtrisée et reste un frein important pour nos applications [116] même si de récentes performances ont été reportées [122].

Ainsi, les structures quantiques ne sont pas encore assez matures et assez performantes pour inclure les SOA les exploitant dans des fonctions optiques comme celles présentées au chapitre précédent. La recherche n'a donc cessé d'essayer

d'améliorer les structures massives pour raccourcir les temps de récupération de leurs gains.

« Nouveaux » SOA massifs

De nouveaux SOA massifs commerciaux, dédiés aux applications de traitement du signal optique au débit de 40 Gbit/s, ont ainsi vu le jour ces deux dernières années.

Pour augmenter le gain ou améliorer le temps de récupération du gain, les techniques utilisées sont l'augmentation de la longueur du SOA [123] ou du facteur de confinement optique.

Un inconvénient majeur pour nos applications intervient lorsque la longueur des SOA devient trop importante. En effet, la configuration contra-propagative devient alors fortement compromise pour les hauts débits. En effet, lorsque la sonde est en contra-propagation par rapport au signal portant les données, il faut obligatoirement éviter que deux symboles '1' soient simultanément présents dans le SOA. Dans ce cas, la sonde contra-propagative voit un gain totalement perturbé et ainsi des erreurs peuvent survenir lors du transfert de l'information*. Ainsi, la traversée du SOA doit être inférieure au temps bit, c'est-à-dire à 25 ps pour le débit de 40 Gbit/s et 6 ps pour 160 Gbit/s, ce qui correspond à des longueurs de SOA de 2 mm et 0,5 mm respectivement.

Concernant l'augmentation du facteur de confinement, ceci se fait par augmentation du contraste d'indice entre la zone active et les couches adjacentes. Des recherches sur de nouvelles associations de matériaux dans le but d'augmenter les barrières de potentiels sont donc menées.

Les deux techniques sont, en général, combinées pour la création des nouveaux SOA disponibles sur le marché. La densité de porteurs est alors très élevée ce qui permet une meilleure récupération du gain car de nombreux porteurs sont disponibles dans le milieu. Il en résulte également un très fort gain ce qui rend de plus en plus difficile la maîtrise des effets de cavité. En effet, en milieu très fortement amplificateur, une très faible réflexion devient alors dramatique. Le niveau de ripple mesuré sur les nouveaux SOA est donc généralement extrêmement élevé, comme on peut en voir un exemple sur la Figure 6.7(a).

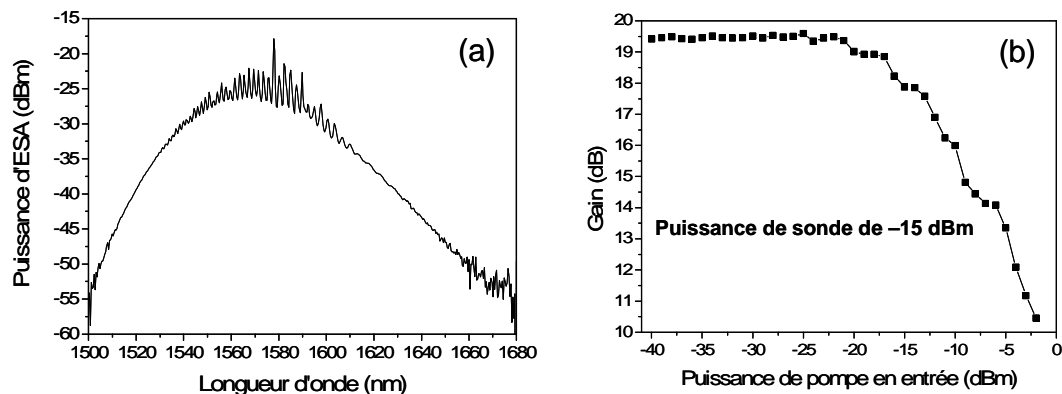


Figure 6.7 : Caractérisation statique d'un SOA « nouvelle génération ».

(a) : Spectre d'ESA avec fort ripple ; (b) : Courbe de gain statique en pompe/sonde avec $P_{\text{sonde}} = -15$ dBm.

Un procédé pour éviter ce ripple parasite est d'utiliser la technique du faisceau de maintien. En effet, le faisceau de maintien permet de diminuer le niveau de gain ce qui réduit l'amplification de la fraction de signal se réfléchissant dans la cavité et ce, tout en favorisant le phénomène d'émission stimulée et permettant une amélioration supplémentaire du temps de récupération du

* En co-propagation, ceci est moins dramatique puisque la sonde « suit » la pompe et est donc modifiée par chaque modulation de gain, les unes après les autres, dans le « bon ordre ». Des phénomènes de « patterning » peuvent cependant tout de même modifier le comportement de la sonde en sortie.

gain. Ainsi, dans le cas du SOA dont le ripple est présenté ci-dessus, l'injection d'un signal de -15 dBm a permis de réduire le ripple pour que son amplitude devienne inférieure à 1 dB tout en permettant un gain d'environ 19 dB, d'après la courbe de gain statique tracée sur la Figure 6.7(b).

Cependant, nous pouvons noter une limitation à cette augmentation de la rapidité des porteurs via augmentation du facteur de confinement et de la longueur du SOA (outre le problème de ripple). En effet, l'augmentation des porteurs entraîne une modification de la condition d'amplification ; celle-ci est alors obtenue pour de plus faibles densités de porteurs (ce qui se traduit généralement par une plus faible puissance de saturation). La courbe de gain est en conséquence décalée vers les hautes longueurs d'onde puisque les quasi-niveaux de Fermi sont plus proches, comme nous l'avons vu au chapitre 4. En outre, si l'augmentation du nombre de porteurs est trop importante, la courbe de gain des SOA peut se situer en dehors de la bande C et devenir incompatible avec les applications de télécommunications optiques.

Ainsi, ces différents procédés permettant de modifier la structure des SOA en vue de possibles améliorations du temps de récupération du gain semblent constituer de bonnes solutions. Cependant, des compromis entre les possibilités offertes par la technologie, les performances et les caractéristiques requises doivent être trouvés pour réaliser des SOA fonctionnant aux débits de 40 Gbit/s et plus.

Des SOA massifs « dernière génération » ont cependant été acquis au cours de cette thèse. Nous avons donc voulu mesurer leur temps de récupération du gain. Le paragraphe suivant traite donc de la problématique de mesure de cette dynamique du gain des SOA.

6.1.2 Problématique de mesure

Pour caractériser précisément la dynamique du gain des amplificateurs à semi-conducteurs en vue d'applications de traitement du signal optique à 40 Gbits/s et plus, il est nécessaire de pouvoir visualiser et mesurer des temps inférieurs à la vingtaine de picosecondes. De plus, dans les applications à très hauts débits, les impulsions des signaux RZ sont de plus en plus courtes (6 à 10 ps pour les transmissions à 40 Gbit/s et 1,5 à 3 ps pour celles à 160 Gbit/s). Ainsi, les effets intra-bandes commencent à jouer un rôle non négligeable [52]. Il peut donc être intéressant de pouvoir également les visualiser, voire les quantifier. Or, leurs effets dans la récupération du gain correspondent à des temps inférieurs à la picoseconde.

La caractérisation de la dynamique du gain des SOA devient alors plus spécifique.

6.1.2.1 Limite du banc de mesure classique via oscilloscope

Le banc de caractérisation classique a été décrit au paragraphe 4.2.3 et un exemple plus précis a été présenté lors de l'étude de l'impact d'un faisceau de maintien au paragraphe 6.1.1.2.

Ce type de montage est relativement simple puisque la sonde, portant les caractéristiques de la dynamique du gain du SOA testé, est directement détectée par une photodiode puis visualisée par un oscilloscope. Or, comme nous l'avons expliqué précédemment, et notamment dans la partie I, l'électronique est limitée en bande passante à 80 GHz. De plus, les composants tels que les photodiodes et les oscilloscopes deviennent très coûteux au-delà de 30 à 40 GHz.

Ainsi, le banc de caractérisation présenté précédemment est composé d'une photodiode de 32 GHz et d'un oscilloscope de 40 GHz. Or, le temps τ de réponse d'un appareil dépend de sa bande passante B selon la relation suivante* :

$$\tau = \frac{1}{2 \times B} \quad (6.1)$$

* Cette expression considère que le filtrage réalisé par ce type d'appareil est équivalent au filtre passe bas de type RC.

Les temps de réponse de la photodiode et de l'oscilloscope utilisés sont alors respectivement 15,6 ps et 12,5 ps. Or, le temps mesuré correspond, en fait, au temps réel convolué avec la réponse de l'ensemble des deux appareils. Ainsi, pour obtenir le temps réel, nous devons réaliser une déconvolution du temps mesuré ce qui, par approximation, équivaut à la formule suivante :

$$\tau_{\text{réel}} = \sqrt{\tau_{\text{mesuré}}^2 - \tau_{\text{oscillo}}^2 - \tau_{\text{photodiode}}^2} \quad (6.2)$$

Il est clair que le temps mesuré ne peut alors être inférieur à une certaine valeur, $\tau_{\text{mesuré}}^{\min}$, dépendant des temps de réponse des deux appareils :

$$\tau_{\text{mesuré}}^{\min} = \sqrt{\tau_{\text{oscillo}}^2 + \tau_{\text{photodiode}}^2} \quad (6.3)$$

Dans notre cas, le temps de mesure minimal est de l'ordre de la vingtaine de picoseconde ce qui correspond à la limite maximale des temps que l'on veut mesurer.

Cette méthode de mesure ne convient donc pas pour caractériser des dynamiques de gain pour des applications à 40 Gbit/s et plus.

6.1.2.2 Auto-corrélation et dispositifs FROG et FREAG

Pour s'affranchir des limitations dues à l'électronique, nous nous sommes intéressés à différentes techniques permettant la mesure d'impulsions courtes.

Auto-corrélation

Le principe de cette technique est, comme son nom l'indique, de réaliser la corrélation du signal avec lui-même, c'est-à-dire, calculer l'intégration d'un signal multiplié par une « version » décalée temporellement de lui-même, comme le décrit la formule suivante :

$$R_f(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) f(t - \tau) . dt \quad (6.4)$$

où R_f est la fonction d'auto-corrélation de la fonction f .

La mesure est réalisée à l'auto-corrélateur, dont le principe est présenté sur la Figure 6.8*.

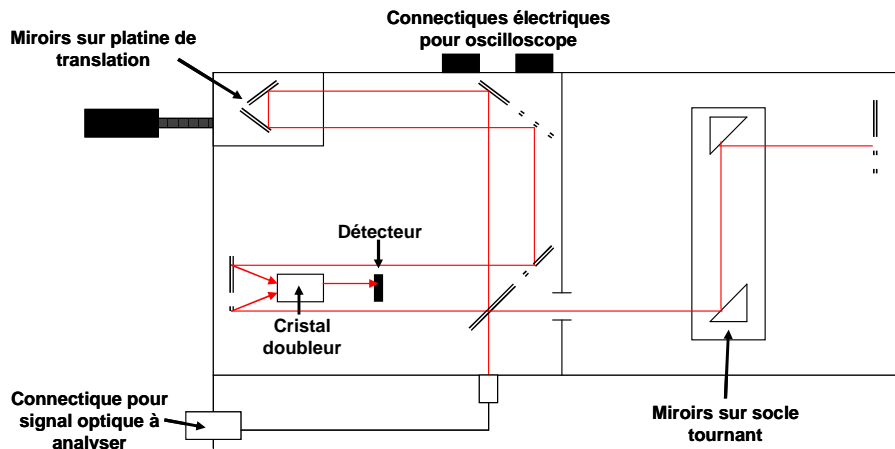


Figure 6.8 : Principe d'un auto-corrélateur.

* Notons que ce schéma est basé sur le principe de l'auto-corrélateur disponible au laboratoire.

Le signal à analyser est tout d'abord divisé en deux parties pour pouvoir leur faire parcourir des chemins différents dans le but de les décaler temporellement avant de les recombinaer dans un milieu non-linéaire permettant l'auto-corrélation [124]. En général, le milieu non-linéaire est un cristal doubleur de fréquence, tel le KDP. Notons ainsi que la mesure est ainsi très dépendante de la polarisation puisque le meilleur accord de phase possible doit être obtenu et nécessite donc un contrôleur de polarisation en entrée de l'auto-corrélateur.

Le décalage temporel progressif, visant à superposer petit à petit les deux parties du faisceau à analyser, est obtenu via les deux miroirs fixés sur un socle tournant. La vitesse de rotation détermine la résolution de l'appareil.

Le signal optique issu du cristal est détecté et converti en signal électrique par un détecteur lent et analysé via un oscilloscope numérique de faible bande passante. Aucune électronique rapide n'est donc nécessaire.

Cependant, cette technique est relativement peu précise sur la forme exacte des impulsions. En effet, une trace d'auto-corrélation est, par définition, toujours symétrique ce qui peut poser problème lors de l'analyse d'impulsions fortement dissymétriques.

FROG

La technique utilisant le dispositif FROG, pour Frequency Resolved Optical Gating, est basée sur la mesure non pas de la simple intensité du signal, comme dans le cas de l'auto-corrélateur, mais sur celle d'un spectrogramme. La mesure est alors simultanément résolue dans les domaines temporel et fréquentiel*, donnant une caractérisation complète des impulsions tant du point de vue de l'intensité que de la phase [125, 126, 127, 128].

La mesure via FROG comprend deux parties : l'une expérimentale d'acquisition du spectrogramme et l'autre numérique consistant en la résolution d'un algorithme permettant de déduire les caractéristiques du signal à partir du spectrogramme.

L'étape expérimentale de mesure du spectrogramme peut être réalisée selon plusieurs techniques [129]. La plus répandue et la plus précise est celle basée sur l'auto-corrélation du signal via cristal doubleur en fréquence, comme pour l'auto-corrélateur [130, 131]. Son principe est schématisé sur la Figure 6.9.

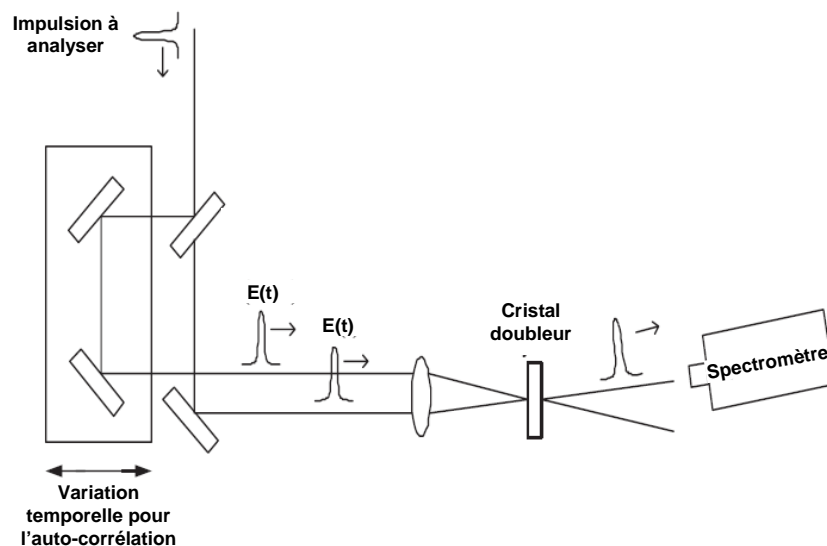


Figure 6.9 : Principe du SHG-FROG, Second Harmonic Generation Frequency Resolved Optical Gating.

* Pour comprendre le fait qu'un spectrogramme peut représenter un signal dans le domaine hybride temps-fréquence, une analogie est généralement faite avec la partition de musique. En effet, celle-ci représente la mélodie dans le domaine fréquentiel, par la place des notes sur la portée, et dans le domaine temporel, par leur enchainement.

Cette technique permet la mesure d'impulsions courtes de l'ordre de la dizaine de femtosecondes, voire attosecondes, à la dizaine de picosecondes. Un tel FROG a été utilisé au cours de ces travaux de thèse. Sa résolution maximale temporelle était de 100 fs et fréquentielle de 0,05 nm à 1550 nm.

La seconde étape, consistant à déduire l'intensité de l'impulsion et sa phase à partir du spectrogramme, est basée sur la résolution d'un algorithme dit « d'inversion » ou « two-dimensional phase-retrieval problem » [132, 133]. La Figure 6.10 en schématise le principe.

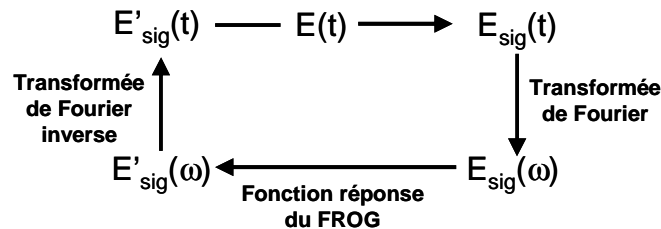


Figure 6.10 : Schéma de principe de l'algorithme d'inversion.

Cet algorithme commence par créer un premier champ $E(t)$ « d'essai » obtenu à partir du spectrogramme. Puis, il réalise l'auto-corrélation de ce champ pour obtenir $E_{sig}(t)$. Ensuite, une transformée de Fourier permet de passer dans le domaine des fréquences : $E_{sig}(\omega)$. Le champ résultant est converti en un spectrogramme d'intensité et comparé au spectrogramme obtenu expérimentalement. Selon l'erreur commise, un nouveau champ complexe $E'_{sig}(t)$ est créé par une routine d'optimisation. Puis ce procédé continue jusqu'à ce que l'erreur commise entre les spectrogrammes numériques et expérimentaux stagne à une valeur minimale.

L'algorithme de routine utilisé est appelé PCGPA, pour Principal Component Generalized Projection Algorithm, ce qui signifie « Algorithme de projection de la composante principale » [134, 135].

Cette technique offre une excellente résolution tant dans le domaine temporel que spectral. De plus, elle permet d'analyser complètement, c'est-à-dire en intensité et en phase, des impulsions très courtes pouvant être dissymétriques. Néanmoins, le procédé physique utilisé étant basé sur les effets non-linéaires, de très fortes puissances crêtes sont nécessaire. Le FROG est donc toujours précédé d'un EDFA faible bruit et optimisé pour ne pas créer d'élargissement spectral du signal à analyser. Cependant, malgré cet EDFA, le FROG ne peut caractériser des impulsions inversées telles celles de sonde en sortie d'un SOA. Ce dispositif ne permet donc pas de caractériser la dynamique temporelle du gain des SOA.

FREAG

Le FREAG, pour Frequency Resolved Electro-Absorption Gating, est une méthode comparable à celle du FROG puisqu'elle comprend les deux étapes que sont la mesure expérimentale d'un spectrogramme, et ainsi une étude dans le domaine hybride temps-fréquence, et son analyse par un algorithme d'inversion pour obtenir l'intensité et la phase du signal à caractériser [136, 137, 138, 139].

La différence avec le FROG se situe dans la première partie, expérimentale. Cette fois-ci la fonction porte avec laquelle le signal est convolué n'est plus l'enveloppe du signal lui-même mais la fonction transmission d'un modulateur d'intensité (à électro-absorption, d'où le nom du FREAG). Le modulateur est commandé par une horloge électrique de même fréquence ou d'une fréquence multiple du signal à analyser. Le retard permettant la corrélation est imposé via une ligne à retard électrique. Un analyseur de spectre optique permet de mesurer l'intensité spectrale

du signal pour chaque retard. L'ensemble des spectres constitue le spectrogramme. Un exemple de spectrogramme, similaire à ceux obtenus par FROG, est reporté sur la Figure 6.11*.

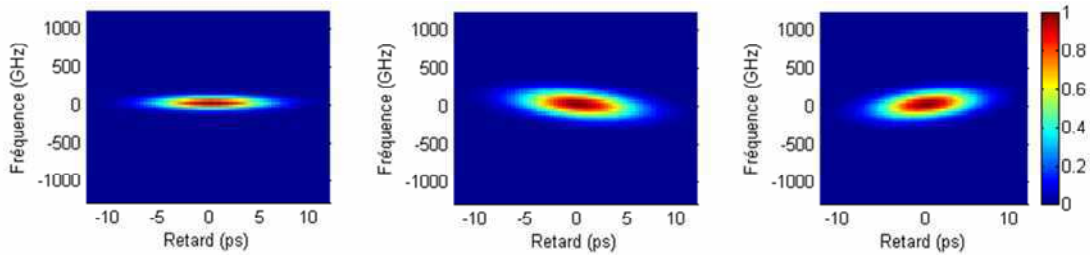


Figure 6.11 : Exemples de spectrogrammes.

L'étape numérique, quant à elle, est quasi-similaire à celle utilisée pour le FROG. La différence réside en une adaptation, dans le cas du FREAG, de la méthode PCGPA.

La technique du FREAG permet ainsi d'obtenir des analyses très précises des signaux. Sa résolution dépend de celle du spectromètre et donc de l'analyseur de spectre optique.

Comme la méthode du FROG, elle permet de caractériser des impulsions de toutes formes. Par contre, comme elle n'est pas basée sur un cristal doubleur mais sur un modulateur à électro-absorption et une horloge électrique, elle est insensible à la polarisation. De plus, comme elle ne dépend pas de l'intensité des signaux à analyser, elle permet de caractériser des impulsions inversées comme dans le cas de mesures de dynamique du gain des SOA [115, 140].

Un tel dispositif a été réalisé par Quang Trung Lê lors de son stage de MASTER en 2006 [141]. Cet outil n'a malheureusement pas pu être utilisé au cours de cette thèse mais va permettre l'analyse des différents SOA « nouvelle génération » acquis au laboratoire.

En parallèle à ce travail d'élaboration d'un FREAG, un autre stage de MASTER, pour lequel j'ai participé à l'encadrement, a consisté à réaliser un banc de caractérisation tout-optique de la dynamique temporelle des SOA.

6.1.2.3 Banc de caractérisation tout-optique

Le principe de ce banc de caractérisation tout-optique, schématisé sur la Figure 6.12, est basé sur une configuration pompe/sonde pour que la pompe impulsionnelle comprime le gain du SOA et la sonde vienne le « lire ».

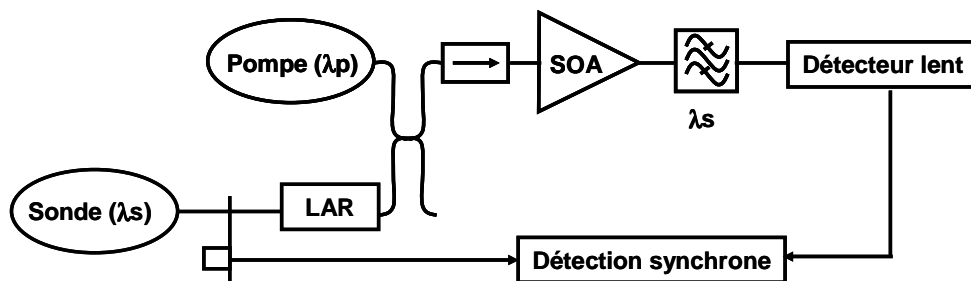


Figure 6.12 : Schéma de principe du montage du banc de caractérisation tout-optique de la dynamique du gain des SOA.

* Notons que sur cette figure, les différentes inclinaisons des spectrogrammes symbolisent le chirp du signal analysé.

Contrairement à une configuration de pompe/sonde classique, la sonde est dans ce cas impulsionnelle. Ceci permet de « balayer » le gain du SOA, modifié par une impulsion de pompe, avec une impulsion de sonde en décalant celle-ci temporellement à l'aide d'une ligne à retard (LAR). Pour chaque décalage temporel, la puissance de l'impulsion de sonde en sortie est relevée ce qui permet de déduire le gain qu'elle a alors rencontré en ce point. Ainsi, petit à petit, il est possible de restituer la forme temporelle de la dynamique du gain du SOA et ainsi mesurer son temps de récupération.

Avec un détecteur lent et une détection synchrone, qui permet d'affiner la mesure en s'affranchissant des possibles résidus de pompe, des temps très courts peuvent alors être mesurés.

Cette technique impose de travailler avec deux sources totalement synchronisées pour que le décalage temporel entre celle-ci soit complètement maîtrisé via la ligne à retard.

Or, pour que deux sources distinctes puissent être synchrones, il est nécessaire qu'elles soient des dispositifs actifs dont on peut extraire une horloge électrique [142]. Cependant, les sources impulsionnelles actives sont composées de semi-conducteurs dont la réponse est limitée, comme nous l'avons évoqué plusieurs fois au cours de ce manuscrit. Ainsi, de telles sources ne peuvent fournir des impulsions en limite de Fourier d'une largeur temporelle inférieure à la picoseconde. Or, ce montage est notamment voué à observer et quantifier les effets intra-bandes qui participent à la récupération du gain dans des temps de l'ordre de la centaine de femtosecondes. Nous avons donc décidé de privilégier l'utilisation de sources générant des impulsions de largeur temporelle inférieure à la picoseconde. Seuls les lasers à fibre présentent de telles caractéristiques.

Cependant, ce type de sources étant basé sur les non-linéarités dans la fibre, leur principe est passif. Elles ne peuvent donc être synchronisées électriquement. Ainsi, dans la littérature, les bancs de caractérisation tout-optique de la dynamique temporelle du gain des SOA sont réalisés à partir d'une seule source divisée en deux par un coupleur pour obtenir une pompe et une sonde. La distinction des deux signaux se fait donc soit par la polarisation [143] *, soit par détection hétérodyne [144]. Ils ne permettent que de caractériser le gain transformé par la pompe à la longueur d'onde de celle-ci mais ils ne peuvent pas analyser l'impact d'une pompe sur une sonde, c'est-à-dire la modulation croisée. Ainsi, les études menées avec ce type de banc de caractérisation consistent à analyser la modification du gain à différentes longueurs d'onde : au niveau du pic de gain, près de la transparence, dans la zone d'absorption et ainsi mettre en évidence les actions des différents effets intra-bandes [43, 49, 145, 146].

Pour étudier l'impact de la modulation croisée, il est nécessaire de posséder deux sources de longueurs d'onde différentes, dont l'une est si possible accordable. Ainsi, nous avons décidé d'utiliser la technique du mélange à quatre ondes (FWM pour Four Wave Mixing)** pour générer une seconde source impulsionnelle à partir d'une autre ainsi qu'une source continue. La source impulsionnelle d'origine et son conjugué possèderaient, par cette technique, les mêmes caractéristiques temporelles.

Deux possibilités de milieux s'offrent alors : la fibre et le SOA [147, 148]. Le mélange à quatre ondes s'obtient très aisément dans le SOA ; cependant, le fait d'utiliser un SOA pour en étudier un autre peut amener à des ambiguïtés dans l'interprétation des résultats. De plus, le facteur de bruit des SOA est bien évidemment plus élevé que celui de la fibre. Nous avons donc choisi de travailler dans la fibre.

Le travail expérimental de réalisation de ce banc a été mené par Minh Nguyệt Ngô lors de son stage MASTER au cours de l'année 2006 [149]. Cependant, bien que la technique du mélange à quatre ondes ait été largement étudiée et ait montré des résultats

* Dans ce cas, les polarisations de pompe et de sonde sont croisées et le rejet de la pompe est obtenu à l'aide d'un polariseur dont l'axe est aligné avec celui de la sonde.

** Nous rappelons que le mélange à quatre ondes a été décrit dans le paragraphe 1.3.4.2 de la partie I.

prometteurs, la réalisation de la seconde source via FWM n'a jusqu'à maintenant pu être menée à bien.

Cependant, ces travaux nous ont permis de mettre en évidence les conditions nécessaires à l'obtention d'une onde conjuguée exploitable pour notre application, c'est-à-dire assez puissante et pouvant être filtrée avec une bonne réjection des signaux d'origine pour assurer un bon rapport signal sur bruit. Nous avons établi qu'un compromis entre le rendement du FWM et l'écart en longueur d'onde entre les signaux d'origine doit être trouvé. Un travail autour du zéro de dispersion de la fibre est en conséquence à privilégier. De plus, la pente de dispersion de la fibre doit être la plus faible possible pour pouvoir augmenter le désaccord spectral entre les signaux d'origine sans diminuer dramatiquement le rendement. Enfin, la source impulsionnelle utilisée doit présenter un spectre le moins évasé possible (dont la largeur à -20 dB doit être peu différente de celle à -3 dB) pour permettre la création de l'onde conjuguée hors du piedestal du signal primaire.

Toutes ces conditions n'ont pu être rassemblées jusqu'à présent mais ces travaux seront poursuivis par Minh Nguyệt Ngô dans le cadre de sa thèse.

En parallèle à cette mise en œuvre d'un banc de caractérisation tout optique, un travail sur d'autres architectures, basées sur des techniques permettant de s'affranchir du temps de réponse des SOA a également été menée et est présenté dans la suite.

6.2 Tunable All-optical Signal Regenerator (TASR)

La première fonction tout-optique étudiée dans le but d'accéder aux très hauts débits est une fonction commerciale de la société Kailight nommée TASR 1040 pour Tunable All-optical Signal Regenerator 10-40 Gbits/s. Comme son nom l'indique, cette fonction est destinée à des applications de régénération à 10 et 40 Gbit/s.

Son architecture étant basée sur celle d'un NOLM-SOA, son étude entre complètement dans le cadre de cette thèse. Dans la suite, nous la décrivons et montrons les principaux résultats obtenus à 40 Gbit/s. Ces résultats n'ayant pas été probant, l'étude approfondie de ce dispositif est reportée en Annexe D.

6.2.1 Description

Le TASR 1040 est une fonction optique dont l'architecture est basée sur celle du NOLM-SOA. La Figure 6.13 présente la schématisation de cette fonction.

Contrairement au dispositif étudié au chapitre 5, le TASR 1040 est formé de fibres standard et ne peut être utilisé qu'en transmission. Le décalage ΔT est imposé par les réglages du fabricant et est fixé pour une optimisation du composant à 40 Gbit/s (la documentation technique indique que le décalage est fixé entre 7 et 10 ps).

L'originalité de cette fonction optique réside dans le fait que les modifications de la phase, et donc des interférences, sont obtenues grâce à deux contrôleurs de polarisation, l'un faisant varier la polarisation du signal en entrée, l'autre inséré dans la boucle, modifiant les polarisations des ondes co et contra-propagatives [150]. Plusieurs régimes de fonctionnement peuvent alors être obtenus : celui du SOA seul lorsque les polarisations des ondes co et contra-propagatives en entrée du coupleur sont orthogonales, celui du NOLM-SOA classique lorsque ces polarisations sont colinéaires et des régimes de fonctionnement que l'on peut considérer intermédiaires.

Notons que l'Annexe D décrit plus en détails le dispositif commercial TASR 1040 ainsi que la présentation des différents régimes de fonctionnement.

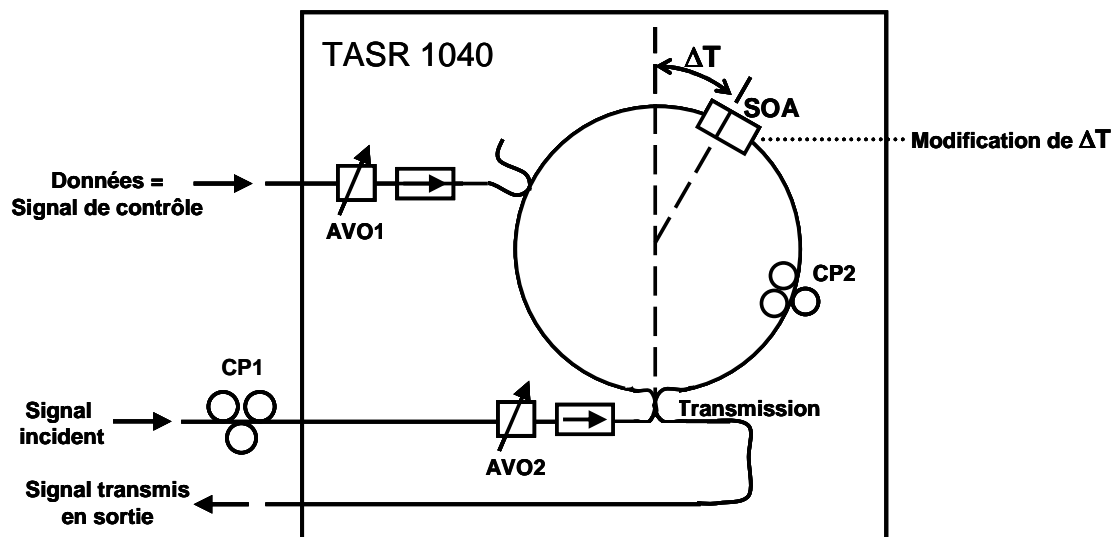


Figure 6.13 : Schématisation du TASR 1040.

Dans la suite nous reportons les résultats obtenus lors de la caractérisation de ce composant dans le régime de fonctionnement particulier proposé par le fabricant et dans lequel il doit fonctionner en tant que régénérateur pour le débit de 40 Gbit/s.

6.2.2 Caractérisation à 40 Gbit/s

L'objectif de l'étude du TASR 1040 est de tester ses capacités régénératives à 40 Gbit/s.

Bien que celui-ci soit en effet commercialisé pour l'application de régénération des signaux à ce débit, toutes les études de régénération publiées par la société Kailight ont été réalisées à 10 Gbit/s [150, 151, 152]. Seules des études de conversion de longueur d'onde ont été reportées à 40 Gbit/s [153].

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats obtenus lors de tests en environnement « système » à 40 Gbit/s ayant pour but d'évaluer les capacités du TASR à régénérer des signaux de données codés aux formats RZ et NRZ. Le régime de fonctionnement choisi est celui proposé par le fabricant dans la documentation technique du composant et dans leurs différentes publications. Notons que ce régime de fonctionnement est totalement dépendant de la polarisation du signal de sonde en entrée, il dépend donc de chaque application et aucune information précise ne permet de le retrouver facilement.

Dans toutes les études suivantes, les longueurs d'onde de pompe et de sonde sont respectivement fixées à 1546 nm et 1552 nm.

6.2.2.1 Etude au format NRZ

Nous avons tout d'abord travaillé avec le format NRZ puisque toutes les publications sur le TASR sont basées sur une étude de ce format.

En effet, la particularité du TASR réside surtout dans le fait que son architecture de base soit celle d'un NOLM-SOA en transmission mais qu'il permette tout de même un fonctionnement avec le format NRZ. Comme nous l'avons vu au chapitre 5, le comportement habituel d'un NOLM-SOA en transmission est de perdre totalement l'information portée par un signal au format NRZ*. Or, le TASR permet de modifier les interférences grâce aux contrôleurs de

* Ce comportement a également été vérifié avec le TASR 1040 lorsque les polarisations des ondes co et contre-propagatives sont imposées colinéaires et qu'ainsi le dispositif était équivalent à un NOLM-SOA classique en transmission.

polarisation ce qui a pour principale conséquence d'offrir des points de fonctionnement analogues à ceux du NOLM-SOA en réflexion, et ainsi de permettre des applications avec le format NRZ*.

Notons que le point de fonctionnement le plus stable, et offrant les meilleurs performances, s'accompagne d'une inversion de polarité du signal, comme dans le cas du NOLM-SOA en réflexion. Dans [150], Granot *et al* expliquent numériquement qu'un point de fonctionnement permettant de conserver la polarité peut être trouvé mais qu'il est difficile à obtenir expérimentalement. En ce qui nous concerne, aucun point de fonctionnement ne nous a permis de conserver la polarité du signal NRZ.

La Figure 6.14 présente le type de séquence, et diagramme de l'œil correspondant, pouvant être observé en sortie du TASR, en réponse à des données NRZ.

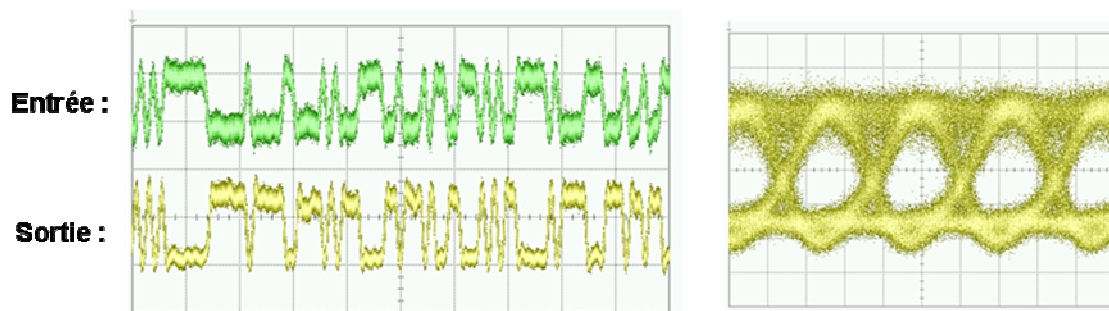


Figure 6.14 : Etude expérimentale du TASR en réponse au format NRZ.
A gauche : séquences (en entrée en vert, en sortie en jaune) ; à droite : diagramme de l'œil en sortie.

L'acquisition de gauche montre très nettement que l'information est parfaitement conservée mais inversée. De plus, elle permet de constater que le signal en sortie du TASR 1040 ne semble pas montrer de problème de patterning, c'est-à-dire que cette utilisation du dispositif est compatible au débit de 40 Gbit/s en terme de rapidité de la fonction optique.

Cependant, les meilleurs taux d'extinction mesurés sont compris entre 6,5 et 8 dB**, ce qui n'est généralement pas suffisant pour des applications de régénération en modulation croisée.

Nous avons alors décidé de réaliser des mesures de taux d'erreur binaire pour optimiser le point de fonctionnement et effectuer des mesures de pénalité.

Les puissances de pompe et de sonde sont alors respectivement de -4 dBm et -2,2 dBm. La Figure 6.15 présente les mesures de pénalités obtenues dans le cas de séquences de 2^7-1 bits et de $2^{31}-1$ bits***.

Ces résultats montrent que, pour ce point de fonctionnement, le TASR introduit une pénalité de 2,3 dB à 3,5 dB, selon la longueur de la séquence choisie. Le dispositif semble donc tout de même induire du patterning puisque la pénalité varie selon la longueur de la séquence. Notons d'ailleurs qu'avec une séquence de $2^{31}-1$ bits, nous n'avons pu réaliser de conversion de longueur d'onde sans erreur, comme le prouve le plancher d'erreurs observé sur la Figure 6.15.

* Nous rappelons que ces différents comportements du TASR selon la polarisation sont décrits plus en détails en Annexe D.

** Ceci est conforme à ce que reporte la documentation technique du composant.

*** Nous rappelons que le principe de la mesure de pénalité est expliqué au paragraphe 1.4.3 du chapitre 1.

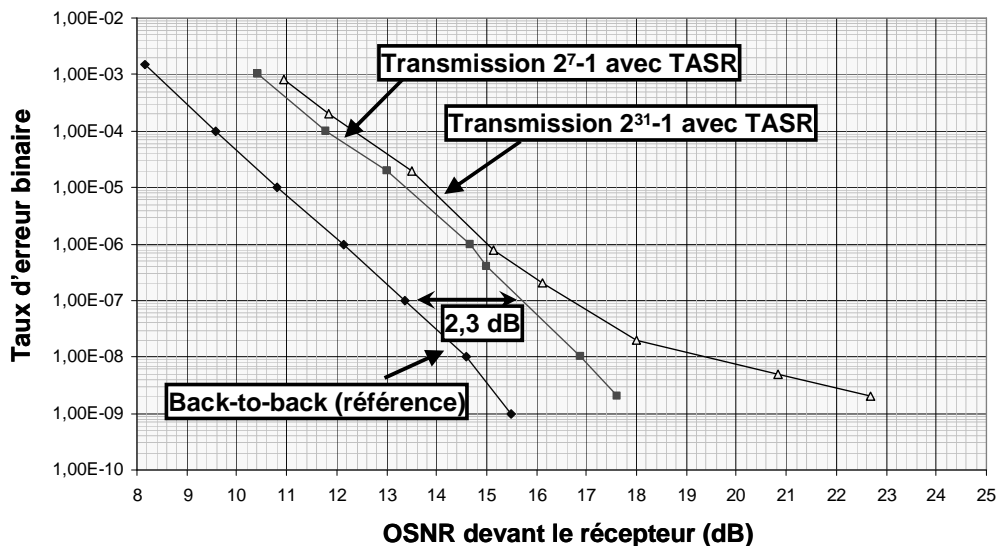


Figure 6.15 : Mesure de pénalités introduites par le TASR si données au format NRZ.

Pour un autre point de fonctionnement, et notamment des longueurs d'onde de pompe et de sonde respectivement de 1550 nm et 1553,5 nm et des puissances de -2 dBm et 7,5 dBm (puissances recommandées par la documentation technique du composant), une pénalité plus faible a été mesurée. Cependant, celle-ci était tout de même de 1,5 dB et ce point de fonctionnement était très instable, ce qui ne nous a pas permis de réaliser des mesures précises. De plus, les points de fonctionnement introduisant les plus faibles pénalités ont été obtenus après des réglages fastidieux. La plupart du temps, le TASR introduit une pénalité d'environ 4 dB.

Ces résultats ne sont pas conformes aux prédictions de Kailight dont les publications montrent des pénalités inférieures à 1 dB [153]. Cependant, leurs résultats semblent indiquer une certaine dépendance des performances du TASR aux longueurs d'onde choisies, ce que nous avons pu remarquer puisque nous avons mesuré des pénalités de 1,5 dB et 2,3 dB pour deux configurations de longueurs d'onde différentes. En outre, pour une conversion de longueur d'onde de 1545 nm vers 1560 nm, ils mesurent une pénalité de 2,1 dB, ce qui rejoint les valeurs de pénalités que nous avons mesurées. Nous n'avons donc peut être pas travaillé aux longueurs d'onde adéquates. Cependant, un composant dédié à la régénération ou à la conversion de longueur d'onde ne devrait pas être dépendant des longueurs d'onde des signaux. De plus, dans nos études, nous avons toujours essayé de travailler au plus proche de la longueur d'onde de 1550 nm, milieu de bande C.

Notons également que le taux d'extinction maximal que nous mesurons en sortie du TASR, environ 8 dB, est égal à celui indiqué par Kailight dans la documentation technique du composant. Ceci signifie que la dégradation du taux d'extinction est effective, sachant que ce type de comportement est généralement synonyme d'introduction de pénalité.

Nous avons donc tout de même poursuivi nos études avec le même montage expérimental, c'est-à-dire des longueurs d'onde de pompe et de sonde respectivement de 1546 nm et 1552 nm.

Nous avons ainsi ensuite testé la résistance au bruit du dispositif. Nous avons ainsi ajouté du bruit d'émission spontanée amplifiée dans la ligne. La Figure 6.16 schématise la mesure.

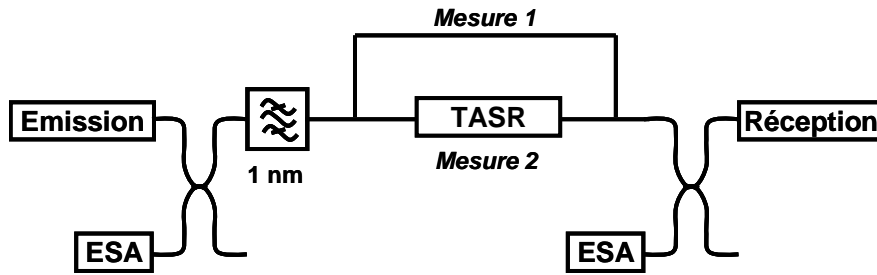


Figure 6.16 : Principe de mesure de résistance au bruit du dispositif.

A partir de ce type de montage, des mesures de taux d'erreur binaire en fonction de l'OSNR du signal devant le récepteur sont réalisées pour différents OSNR en entrée, dans le cas d'une transmission sans (mesure 1) et avec TASR (mesure 2). Ainsi, les pénalités introduites pour chaque OSNR en entrée (par comparaison à la ligne parfaite de référence) ont été mesurées avec et sans le TASR. La Figure 6.17 présente les résultats obtenus.

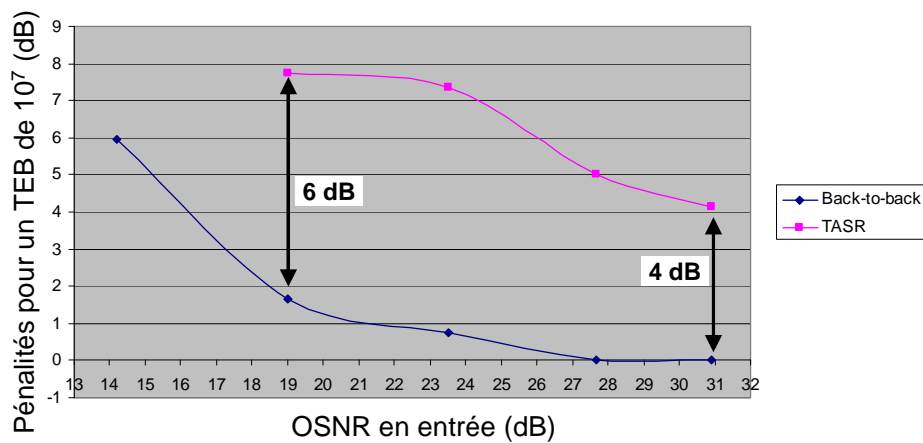


Figure 6.17 : Résultats de mesure de résistance au bruit du signal en entrée.

Cette figure montre que lorsque le signal en entrée du TASR se dégrade, celui-ci introduit de plus en plus de pénalité. Ceci n'est pas caractéristique d'un régénérateur. Par comparaison, nous invitons le lecteur à se reporter à la Figure 5.26 (b) qui présente les résultats pour une mesure similaire concernant le NOLM-SOA en réflexion. Dans ce cas, nous avons montré que les pénalités introduites par le NOLM-SOA diminuaient en présence de bruit en excès, ce qui n'est vraisemblablement pas le cas du TASR.

Les résultats obtenus pour un signal d'entrée au format NRZ ne sont pas satisfaisants en terme de régénération : dégradation du taux d'extinction, forte pénalité introduite (dépendante de la longueur de la séquence et de la longueur d'onde des signaux) et non résistance au bruit en excès.

6.2.2.2 Etude au format RZ

Les points de fonctionnement sont assez similaires à ceux permettant les meilleures performances avec le format NRZ. La Figure 6.18 présente un exemple de séquence en sortie du TASR et le diagramme de l'œil correspondant.

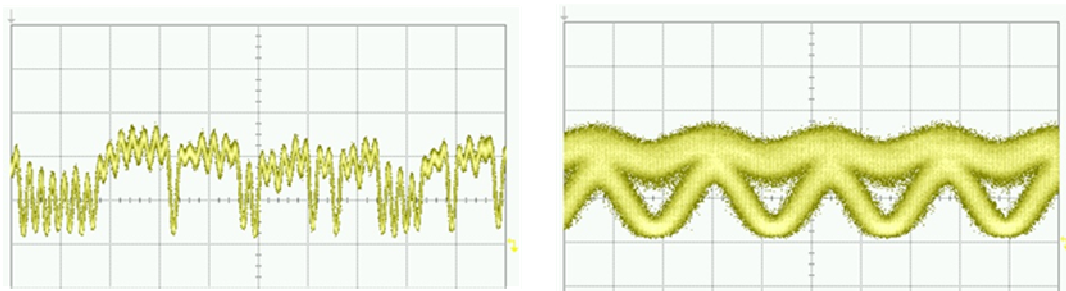


Figure 6.18 : Acquisitions à l'oscilloscope en sortie du TASR dans le cas d'un signal d'entrée au format RZ.
À gauche : séquence (inversée par rapport à l'entrée) ; à droite : diagramme de l'œil.

Nous avons obtenu un taux d'extinction maximal de 8,5 dB ce qui est similaire aux résultats avec le format NRZ. Cependant, la mesure de taux d'erreur binaire a révélé une impossibilité de réaliser une transmission sans erreur, un plancher d'erreurs ayant été mesuré à 10^{-8} *. Ceci est sûrement dû au phénomène de patterning puisque nous avons vu que le TASR y est sensible et que ce phénomène est beaucoup plus critique dans le cas du format RZ.

Enfin, nous avons tracé la fonction caractéristique du dispositif, reportée sur la Figure 6.19. Pour cela, nous avons réalisé une mesure de taux d'extinction en sortie, à partir d'un symbole '1' isolé, en fonction de la puissance du signal de pompe en entrée. Nous rappelons que cette mesure permet de déduire la fonction caractéristique d'une telle fonction, comme nous l'avons expliqué au paragraphe 5.2.2.3 du chapitre 5, dans le cas du NOLM-SOA en réflexion.

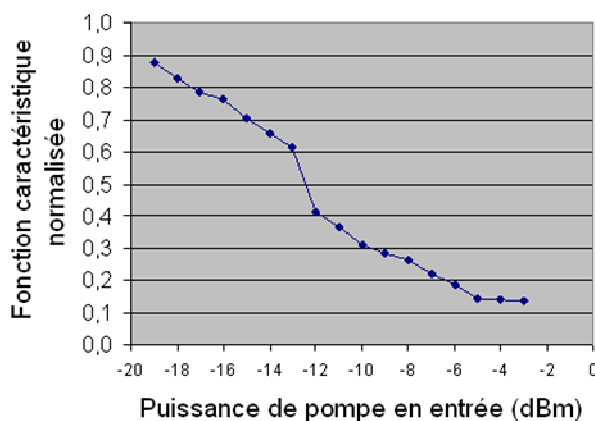


Figure 6.19 : Fonction caractéristique normalisée du TASR.

Cette figure montre que la fonction caractéristique du TASR n'est absolument pas non linéaire. Ceci explique ainsi pourquoi le TASR n'a pas le comportement d'un régénérateur face à du bruit en excès. De plus, la pente de sa fonction caractéristique est relativement faible, ce qui est cohérent avec le fait que le TASR dégrade le taux d'extinction.

Ainsi, le TASR 1040 ne peut vraisemblablement pas régénérer le signal à 40 Gbit/s.

En fait, cette courbe a une allure similaire à l'évolution du taux d'extinction d'un SOA, c'est-à-dire, en quelque sorte, à la fonction caractéristique dynamique d'un SOA. Ainsi, le fonctionnement du TASR 1040 s'apparente plus à celui d'un SOA suivant le débit de 40 Gbits/s. La Figure 6.20 illustre ce propos en comparant ce que nous pensons être la réponse du SOA du TASR (a) à la réponse du TASR dans un de ses meilleurs points de fonctionnement (b).

* Aucune courbe n'a malheureusement pu être tracée car le point de fonctionnement était très sensible à la polarisation, rendant les mesures peu fiables.

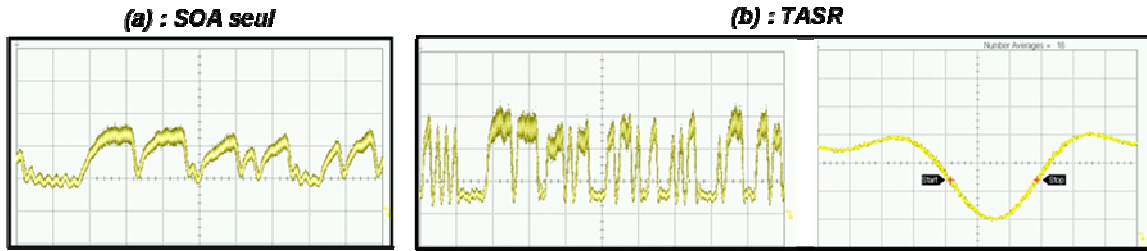


Figure 6.20 : Comparaison des réponses du SOA seul et du TASR à 40 Gbit/s.

(a) : SOA ; (b) : TASR avec, à gauche, la séquence et, à droite, une impulsion isolée.

Ces acquisitions montrent que, contrairement au SOA seul, le TASR permet des applications de conversion de longueur d'onde à 40 Gbits/s. La largeur à mi-hauteur de l'impulsion inversée est mesurée à 13 ps, ce qui est effectivement compatible avec le temps bit à 40 Gbit/s.

En conclusion, le TASR 1040 ne semble pas présenter les caractéristiques requises pour des applications de régénération à 40 Gbit/s. De plus, il inverse la polarité du signal, dégrade quelque peu le taux d'extinction et ainsi introduit une pénalité qui semble dépendante du choix des longueurs d'onde et qui peut devenir trop importante pour le débit auquel il est dédié. Il ne constitue donc pas non plus un bon candidat en tant que convertisseur en longueur d'onde.

Son fonctionnement s'apparente finalement plus à celui d'un simple SOA suivant le débit de 40 Gbit/s. Ceci est relativement intéressant puisque, comme nous l'avons vu, peu de SOA possèdent des temps de récupération du gain compatibles avec ce débit. Cependant, cette fonction est très complexe et bien évidemment sensible à la polarisation, ce qui constitue un inconvénient majeur pour une insertion possible dans les réseaux de télécommunications optiques.

Une autre technique d'amélioration de la rapidité des portes optiques non-linéaires à base d'amplificateurs a donc été explorée, comme nous le voyons dans la suite de ce manuscrit.

6.3 Technique du filtrage décalé

La technique d'utilisation d'un filtre décalé à la suite d'un amplificateur à semi-conducteurs a été présentée au paragraphe 3.1.3 du chapitre 3 dédié à l'état de l'art des techniques de conversion de longueur d'onde et de régénération. Nous avons vu que ce procédé a montré de grandes capacités d'amélioration du temps de retour à l'équilibre après compression du gain d'un SOA [154, 155]. De plus, il a permis des conversions de longueur d'onde sans inversion de polarité à des débits supérieurs à ceux pouvant être atteints par simple modulation de gain croisée [156].

Cette technique a donc tous les attraits des dispositifs à base d'amplificateurs à semi-conducteurs, tout en permettant, a priori, l'accès aux hauts débits d'information. Son étude entre donc totalement dans le cadre des objectifs de ces travaux de thèse et a été réalisée en grande partie en collaboration avec Aisling Clarke [157] et Liam Barry du Research Institute for Networks and Communications Engineering (RINCE) de l'université de Dublin (DCU)*.

* Cette collaboration avait pour cadre le programme ULYSSE.

6.3.1 Amélioration du couple de paramètres {taux de compression-temps de récupération du gain}

Nous avons abordé, dans le premier paragraphe de ce chapitre, les différentes techniques de raccourcissement du temps de récupération du gain dans les SOA. Nous rappelons que les meilleurs résultats, obtenus avec les SOA à disposition au laboratoire via l'ajout d'un faisceau de maintien, ont montré que le taux de compression maximal du gain pouvant être atteint à 40 Gbit/s est à peine de 3,5 dB, ce qui est insuffisant pour des applications de modulation de gain croisée.

Or, la technique associant un filtre décalé à un amplificateur optique à semi-conducteurs semble permettre d'accéder à des débits très élevés tout en affectant peu le taux de compression. En effet, une conversion de longueur d'onde avec conservation du format RZ a pu ainsi être envisagée à 320 Gbit/s [155].

Des études expérimentales ont ainsi été menées pour comprendre les mécanismes de cette technique ainsi que l'impact des différents paramètres.

6.3.1.1 Analyse du principe de la technique

Principe général

Comme nous l'avons vu au chapitre 4, une impulsion traversant un SOA provoque la compression de son gain. Ainsi, si deux signaux, dont l'un est modulé (pompe) et l'autre est continu (sonde) (cf spectre de la Figure 6.21(a)), sont injectés dans un SOA, la modulation du gain, imposée par la pompe, est retranscrite par la sonde en sortie du composant. Il s'agit du principe de modulation de gain croisée (XGM), décrit au chapitre 3.

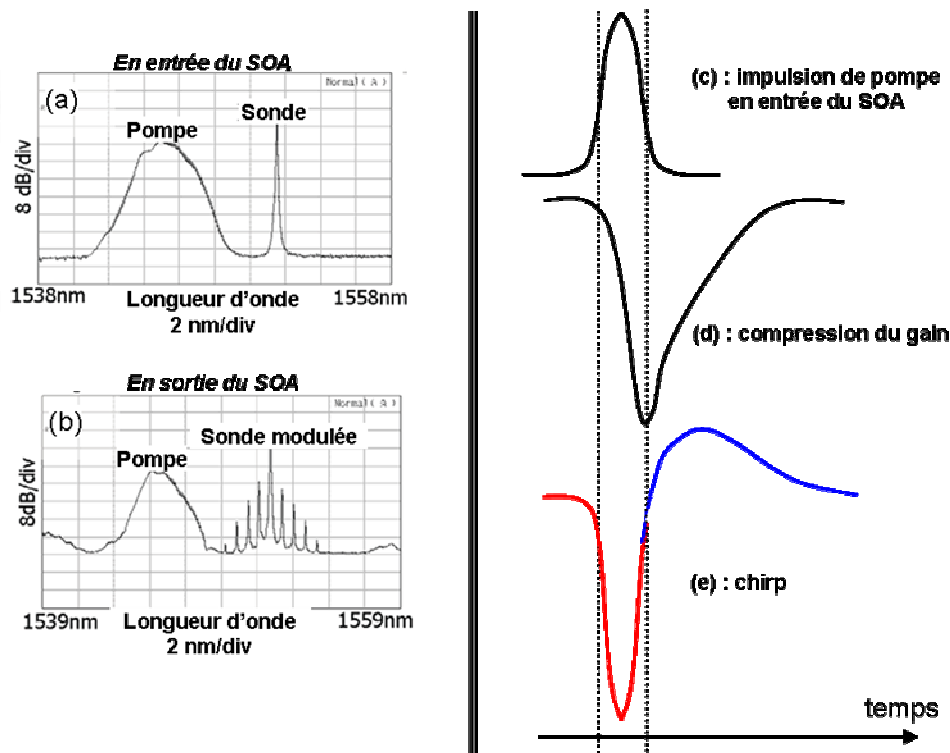


Figure 6.21 : Illustration des phénomènes liés à la modulation de phase croisée.
 (a) : Spectre des signaux en entrée du SOA ; (b) : Spectre des signaux avec modulation de la sonde en sortie du SOA ;
 (c) : impulsion de pompe typique en entrée ; (d) : Compression de gain ; (e) : Chirp de la sonde correspondant.

Or, le gain et la phase des SOA sont couplés par le facteur de Henry [158]. Ainsi, en plus d'une modulation de gain, la pompe est à l'origine d'une modulation de l'indice de réfraction du milieu et donc d'une modification de la phase, notamment de la sonde. Ce processus de modulation de phase croisée (XPM), déjà évoqué au chapitre 3, élargit le spectre de la sonde, comme on peut le voir sur la Figure 6.21(b).

De nouvelles composantes spectrales sont ainsi créées, dans un premier temps, dans les hautes longueurs d'onde lors de la compression du gain, puis, dans les basses longueurs d'onde lors de sa récupération. Ce glissement en fréquence est appelé « chirp », qualifié de « rouge » ou « bleu », selon les longueurs d'onde créées. Ce processus est représenté sur la Figure 6.21 (à droite), où l'on peut voir la schématisation de la correspondance entre les évolutions temporelles d'une impulsion (c), du gain (d) et du chirp (e).

La technique de filtrage décalé est basée sur l'utilisation de l'élargissement spectral de la sonde pour transférer la modulation imposée par la pompe sur la sonde via le processus de modulation de phase au lieu de celui de modulation du gain. En effet, le phénomène de XPM, symbolisé par le chirp, est plus rapide que le phénomène de XGM, très limité par la recombinaison des porteurs, comme nous l'avons vu auparavant.

En décalant le filtre par rapport à la longueur d'onde centrale de sonde, il est possible de supprimer, en plus du signal de pompe, une partie des composantes spectrales de la sonde. La modulation de phase est ainsi convertie en modulation d'amplitude via le filtre. La modulation de la sonde en sortie du dispositif est donc plus dépendante de la rapidité du glissement des composantes spectrales de sonde, c'est-à-dire de son chirp, que de celle de son gain.

Analyse du procédé

Pour une meilleure compréhension de cette technique permettant l'accès à de très hauts débits, nous avons étudié la réponse des dispositifs dans le cas de filtrages centré, décalé vers les courtes longueurs d'onde (bleu) et décalé vers les grandes longueurs d'onde (rouge). Pour cela, nous avons utilisé le montage présenté sur la Figure 6.22(a).

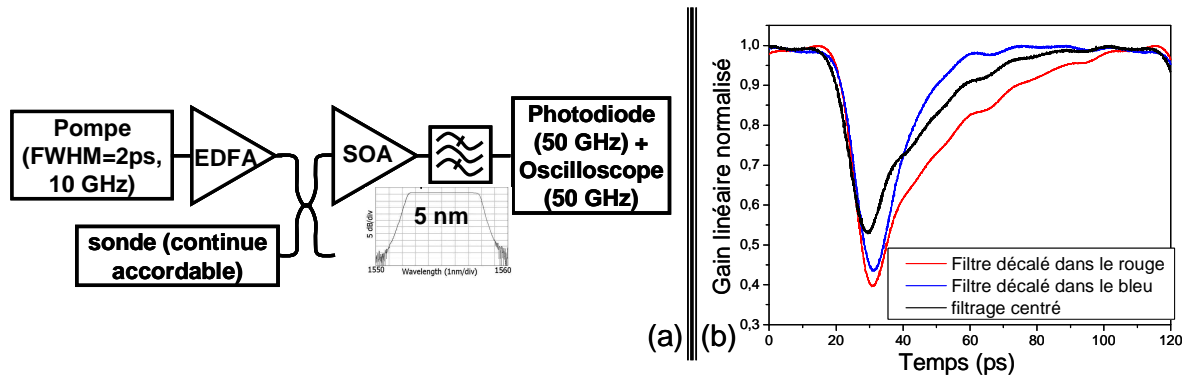


Figure 6.22 : Analyse de l'impact du sens de décalage du filtre (bleu ou rouge).

(a) : Schéma du montage expérimental ; (b) : Résultats obtenus.

La pompe est une source à blocage de mode actif générant un train d'impulsions de largeur à mi-hauteur de 2 ps à une fréquence de 10 GHz. Elle est amplifiée via un EDFA pour obtenir une forte puissance dans le but de créer le maximum de chirp sur la sonde. La sonde est constituée d'un laser continu accordable en longueur d'onde.

Ces deux signaux sont injectés via un coupleur dans le SOA, dont le temps de récupération a été mesuré à 55 ps. Le SOA est suivi d'un filtre de 5 nm de largeur à 3 dB dont le gabarit présente

des flancs abrupts (filtre de Bragg). Comme le filtre est fixe, nous avons modifié la longueur d'onde de sonde pour nous placer dans les différents cas de filtrage (centré, décalé dans le rouge et dans le bleu).*

L'acquisition de la sonde en sortie du filtre est réalisée via une photodiode et un oscilloscope dont les bandes passantes sont de 50 GHz.

Les courbes obtenues sont reportées sur la Figure 6.22(b).

Elles montrent clairement l'amélioration du couple de paramètre {taux de compression-temps de récupération du gain} lorsque le filtre est décalé (courbes bleues et rouges) par rapport au cas d'XGM classique où il est centré sur la longueur d'onde de sonde (courbe noire). Ceci vient du fait que la forme des impulsions inversées de sonde n'est alors plus gouvernée par la seule compression du gain mais également par la transmission du filtre choisi et par l'élargissement spectral de la sonde (le chirp).

De plus, en comparant les courbes obtenues pour le filtrage décalé dans le rouge et pour celui dans le bleu, il est évident que décaler le filtre du côté des courtes longueurs d'onde permet une plus importante amélioration de la récupération du gain. Notons que cette observation est cohérente avec les résultats publiés dans la littérature [159, 160, 161] et explique donc le choix des différents auteurs utilisant ce type de filtrage pour l'accès aux très hauts débits [154, 155]. De plus, dans ce cas, l'impulsion inversée obtenue est beaucoup plus symétrique.

La différence de réponse entre le cas d'un filtrage dans le rouge et dans le bleu vient du fait que la réponse temporelle du chirp n'est pas symétrique, comme nous avons pu le voir sur la Figure 6.21(e). De plus, les composantes spectrales « rouges » de la sonde correspondent à son front descendant, c'est-à-dire à une chute de puissance due à la compression de gain, alors que les composantes « bleues » sont créées lors de la récupération du gain. Dans le cas de cette application, comme le but est d'accentuer la rapidité et la variation d'amplitude d'impulsions inversées, il faut que le phénomène le plus rapide entraîne la fermeture du dispositif. Ainsi, si on décale le filtre vers les longueurs d'onde « bleues », les composantes « rouges » sont coupées, la fermeture du dispositif est donc gouvernée par la variation du chirp « rouge », qui est rapide [159]. Au contraire, si on garde les composantes « rouges » et qu'on coupe les « bleues », la fermeture du dispositif, accentuant le taux d'extinction et la rapidité des impulsions inversées de sonde en sortie, dépend plus de la forme du filtre et de celle du gain car le chirp « bleu » est un phénomène lent.

La Figure 6.23 propose une schématisation de la décomposition des phénomènes intervenant dans la forme des impulsions en sortie du filtre décalé dans le bleu (a) et dans le rouge (b).

Intéressons nous tout d'abord au cas du filtrage décalé du côté « bleu ». Dans un premier temps, la puissance chute en sortie car le gain mais surtout la transmission du filtre chutent (A_B). En effet, la longueur d'onde de sonde se décale vers le rouge alors que le filtre est centré dans le bleu. Ceci continue jusqu'à la valeur minimale de transmission du filtre, en B_B , correspondant au moment où la sonde se situe dans les plus hautes longueurs d'onde, c'est-à-dire quand le chirp rouge est maximal. Puis, la transmission du filtre augmente et, avec elle, la puissance de sonde en sortie. Lorsque la longueur d'onde de sonde atteint sa valeur centrale, en C_B , le gain sur la sonde est à son minimum. Enfin, la transmission du filtre ainsi que le gain augmente, le niveau de sonde s'accroît donc de plus en plus en sortie (D_B) [160]. Il résulte ainsi de la technique de filtrage dans le bleu, une amélioration du taux d'extinction ainsi que du temps de réponse du dispositif.

* Pour cette étude précise, la longueur d'onde de pompe a été fixée à 1533 nm. Le filtre transmet sur une plage de longueur d'onde allant approximativement de 1542 nm à 1547 nm, ce qui a imposé des longueurs d'onde de sonde de 1543 nm et 1548,3 nm pour réaliser un décalage du filtre respectivement dans le rouge et dans le bleu. Notons que des résultats montrant les mêmes tendances ont été obtenus avec d'autres choix de longueurs d'onde.

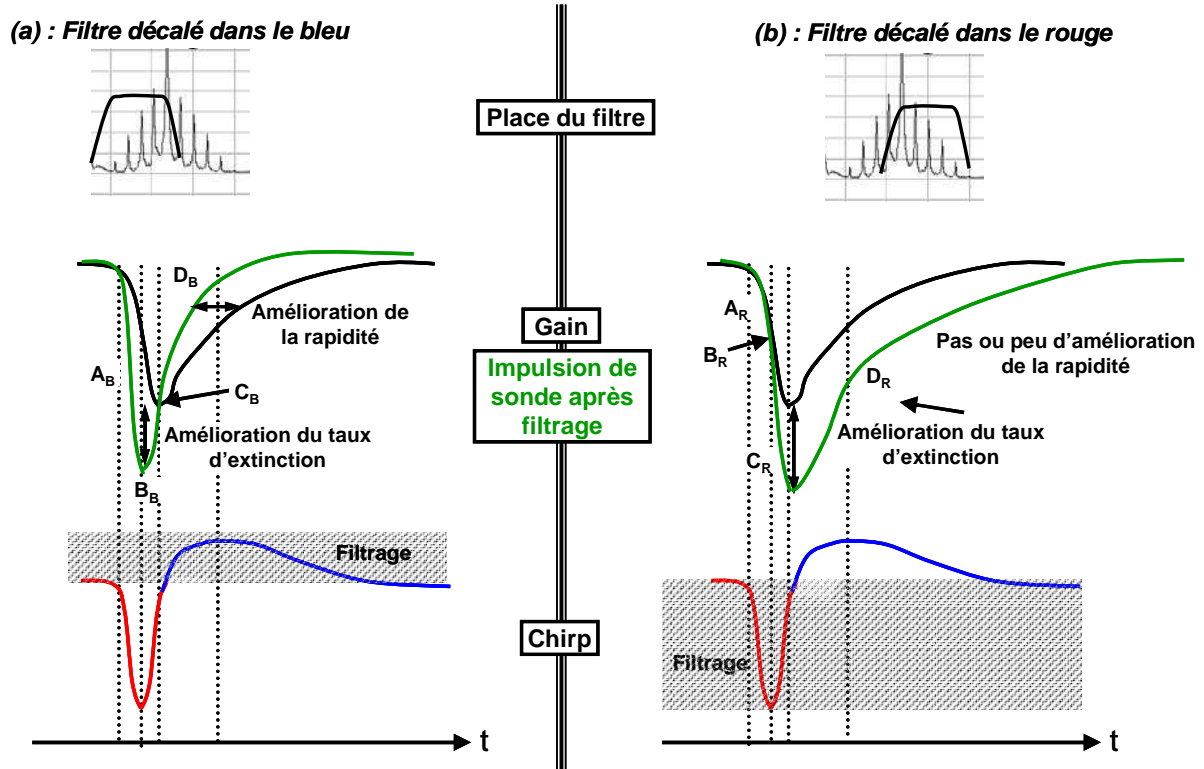


Figure 6.23 : Schématisation de la réponse du dispositif dans les cas :
(a) : d'un décalage du filtre dans le bleu ; (b) : d'un décalage du filtre dans le rouge.

Dans le cas d'un filtrage décalé dans le rouge, dans un premier temps, comme la longueur d'onde de la sonde se décale dans le rouge, sa puissance est de plus en plus transmise par le filtre. Cependant, le gain chute ; ainsi, le signal en sortie suit la courbe de gain (A_R) jusqu'à ce que la transmission du filtre arrive à son maximum quand la longueur d'onde de la sonde est maximale (B_R). Ensuite, la transmission du filtre commence donc à chuter. Comme le gain n'a toujours pas atteint son minimum de compression, la puissance globale en sortie continue de chuter (C_R). Il y a donc amélioration du taux d'extinction par rapport à une XGM classique. L'étape suivante représente le début de la récupération du gain, accompagné du passage de la longueur d'onde de sonde dans le bleu (D_R). La réponse du dispositif est alors très dépendante de la transmission du filtre puisqu'une sorte de compétition s'opère à ce moment entre celle-ci et la récupération du gain. Comme le chirp bleu est un phénomène peu rapide et d'amplitude plus faible que le chirp rouge, la forme du filtre mais surtout la récupération du gain sont, dans ce cas, les paramètres prédominants imposant la forme du signal de sonde en sortie. Ainsi, le front montant de l'impulsion de sonde inversée présente quasiment les caractéristiques de la récupération du gain. Il n'y a donc pas ou peu d'amélioration du temps de remontée de l'impulsion par rapport à une XGM classique.

Le principe du filtrage décalé dans le bleu et dans le rouge étant maintenant analysé, nous nous proposons d'étudier l'impact des différents paramètres du dispositif : puissances et longueurs d'onde de pompe et de sonde, décalage et largeur du filtre utilisé.

6.3.1.2 Impact des différents paramètres

Dans un premier temps, nous avons continué à utiliser le montage précédent, présenté nous le rappelons, sur la Figure 6.22(a). Nous avons alors, pour différentes puissances de sonde en entrée du SOA (P_{sonde}), différentes longueurs d'onde de pompe (λ_{pompe}) et de sonde (λ_{sonde}) et

pour chaque type de filtrage (bleu et rouge), mesuré le taux d'extinction (TE) des impulsions en sortie ainsi que le temps de récupération du gain (τ_{gain}). Nous rappelons que, comme nous l'avons expliqué au paragraphe 4.2.3 avec notamment la Figure 4.24, ce temps correspond à l'écart temporel entre les points où la compression de gain atteint 10% et 90% de son niveau maximal.

Notons que la puissance moyenne de pompe a été fixée pour toutes les mesures à la valeur maximale permise par le montage (1,75 dBm) dans le but d'obtenir le maximum de chirp. La pompe a en effet le rôle de compresser le gain et introduire du chirp. Sa puissance doit donc être maximale.

Notons enfin que le pic de gain du SOA se situe autour de 1540 nm.

Les résultats obtenus sont reportés dans le Tableau II-3.

Ils confirment tout d'abord que l'amélioration du temps de récupération du gain ne semble effectivement possible que dans le cas d'un filtrage décalé dans le bleu. Par contre, le taux d'extinction est amélioré dans les deux cas de décalage du filtre, avec, comme nous avons pu le remarqué sur la Figure 6.22(b), de meilleurs résultats avec le filtrage dans le rouge.

Tableau II-3 : Résultats obtenus lors de l'étude de l'impact des paramètres sur l'amélioration du temps de récupération et le taux d'extinction par rapport à une simple XGM.

Centrage du filtre	λ_{pompe} (nm)	λ_{sonde} (nm)	P_{sonde} (dBm)	TE (dB)	τ_{gain} (ps)
(1) : Central	1556	1543,03	1,2	2,39	54,25
(2) : Rouge	1556	1543,03	1,2	4,65	53,63
(3) : Rouge	1556	1543,03	-5,8	5,72	63,65
(4) : Rouge	1533	1543,03	1,2	3,94	51,09
(5) : Rouge	1545	1552,81	1,2	3,86	51,5
(6) : Bleu	1556	1548,3	1,2	4,48	38,32
(7) : Bleu	1556	1548,3	-5,8	2,93	52
(8) : Bleu	1533	1548,3	1,2	3,57	21
(9) : Bleu	1545	1558,3	1,2	3,12	22

L'impact de la puissance de sonde peut être constaté en comparant les résultats (2) avec (3) et (6) avec (7). Ils montrent que, plus la puissance de sonde est élevée, plus le temps de récupération du gain est amélioré mais plus le taux d'extinction est dégradé. Ceci est un résultat classique d'XGM avec la sonde jouant le rôle de faisceau de maintien. Pour cette technique, il est donc également nécessaire de trouver un compromis sur la puissance de sonde. Cependant, un autre facteur est à prendre en compte : le fait qu'une forte puissance de sonde participe également à la création de chirp et ainsi à l'accentuation de la modulation de phase croisée.

L'impact de la relation d'ordre entre les longueurs d'onde de pompe et de sonde est montré par la comparaison du résultat (6) aux (8) et (9). Ceux-ci montrent en effet que le taux d'extinction est plus important quand $\lambda_{\text{pompe}} > \lambda_{\text{sonde}}$ alors que le temps de récupération du gain est meilleur lorsque $\lambda_{\text{pompe}} < \lambda_{\text{sonde}}$. La première constatation, sur le taux d'extinction est un résultat classique de XGM [53]. La seconde est liée au fait que lorsque la longueur d'onde de sonde est élevée, le facteur de Henry correspondant l'est également et le chirp est alors important [160]. De plus, dans ce cas, la sonde a un impact moindre sur la compression de gain, ainsi sa puissance peut être augmentée pour optimiser le temps de récupération du gain sans trop altérer la compression du gain par la pompe.

Enfin, en comparant les résultats (8) et (9), on remarque que plus la longueur d'onde de pompe est faible, plus le procédé de filtrage décalé dans le bleu est efficace. Ceci est lié au fait

que, dans ce cas, le gain différentiel sur la pompe est plus important, favorisant le chirp qu'elle induit sur la sonde [162].

Ainsi, la technique d'amélioration du couple {temps de récupération du gain-taux d'extinction} par filtrage décalé après XGM dans un SOA est plus efficace avec un filtre décalé dans le bleu, lorsque les longueurs d'onde sont proches et de part et d'autre du pic de gain avec $\lambda_{\text{pompe}} < \lambda_{\text{sonde}}$. La puissance de pompe doit alors être maximale pour favoriser la création de chirp et un compromis doit être trouvé sur la puissance de sonde pour également optimiser le chirp mais aussi le temps de récupération du gain via une forte puissance, tout en ne dégradant pas trop le taux d'extinction.

Une fois cette analyse de l'impact des différents paramètres réalisée, nous avons voulu étudier plus précisément le comportement de la technique à 40 Gbit/s. En effet, les meilleurs résultats présentés dans la littérature ont été obtenus à de très hauts débits et ainsi avec des impulsions très courtes, générant beaucoup de chirp [163, 164, 155].

Nous avons donc utilisé un montage similaire à celui de la Figure 6.22(a) avec cette fois-ci un signal de pompe typique à 40 Gbit/s. Celui-ci est généré par modulation RZ électrique d'un train d'impulsions de 8 ps de largeur à mi-hauteur à 40 GHz. Une séquence PRBS de 2^7-1 bits codée au format RZ à 40 Gbit/s est ainsi obtenue.

D'après les résultats obtenus précédemment, les longueurs d'onde de pompe et de sonde ont été fixées à 1553 nm et 1559, 5 nm respectivement, sachant que le pic de gain du SOA utilisé est à la longueur d'onde de 1555 nm. Le filtre a toujours été décalé vers les longueurs d'onde « bleues » puisque les meilleurs résultats ont toujours été obtenus pour cette configuration.

Une première constatation a été que la puissance de sonde doit être, dans ce cas, maximale pour subir la quantité de chirp nécessaire à la technique de filtrage décalé. En effet, les impulsions de pompe étant ici plus larges que précédemment, elles génèrent beaucoup moins de chirp. Cette « lacune » doit être compensée par l'augmentation de la puissance de sonde. Ceci met en évidence que la technique de filtrage décalé est d'autant plus efficace que les impulsions de pompe sont courtes et donc énergétiques, déclenchant ainsi les effets intra-bandes et accroissant le chirp. Ainsi, pour la même puissance moyenne de pompe que précédemment mais avec un débit 4 fois supérieur, il a fallu augmenter la puissance de sonde jusqu'à 3,7 dBm.

Nous avons alors réalisé des mesures de taux d'extinction et de largeur à mi-hauteur des impulsions de sonde en sortie de différents filtres et pour différents décalages par rapport à la longueur d'onde centrale de sonde.

Nous avons tout d'abord utilisé un filtre de 0,25 nm de largeur spectrale à 3 dB. Aucun résultat exploitable n'a pu alors être obtenu. En effet, comme la modulation des signaux est de 40 Gbit/s, l'écart entre les raies de modulation est de l'ordre de 0,3 nm. Le filtre choisi est trop fin : il ne permet pas de conserver à la fois la composante continue et la première raie de modulation. Il faut donc nécessairement un filtre dont la largeur spectrale à mi-hauteur soit supérieure ou égale à l'écart entre les raies de modulation de la pompe.

Nous avons ensuite travaillé avec deux autres filtres plus larges : de 0,6 nm et 0,9 nm de largeurs à mi-hauteur. Ces filtres ont tous les deux des profils de type gaussien. Les tableaux suivants regroupent les résultats obtenus avec ces deux filtres, celui de 0,9 nm (a) et celui de 0,6 nm (b), et pour différents décalages vers les courtes longueurs d'onde.

Les meilleurs résultats, correspondant au taux d'extinction le plus important et la largeur à mi-hauteur la plus courte, sont obtenus pour un décalage du filtre de 0,3 nm, et ce avec chacun des deux filtres. Ainsi, le décalage optimal correspond à l'écart entre les raies de modulation. Bien que l'utilisation de chaque filtre donne des résultats globalement similaires, nous pouvons noter que l'efficacité de la technique semble légèrement meilleure avec le filtre de 0,6 nm. Ceci est vraisemblablement lié au fait que sa largeur spectrale à 3 dB est plus proche de l'écart entre les raies de modulation.

Tableau II-4 : Impact du décalage du filtre pour la technique du filtrage décalé à 40 Gbit/s avec des impulsions de pompe de 8 ps de largeur à mi-hauteur. $\lambda_{\text{Pompe}} = 1553 \text{ nm}$; $\lambda_{\text{Sonde}} = 1559,5 \text{ nm}$

(a) : Cas du filtre de 0,9 nm de largeur à mi-hauteur

Décalage du filtrage dans le bleu (nm)	TE (dB)	Largeur à mi-hauteur des impulsions de sonde inversées (ps)
0	3,4	25,2
0,1	3,4	22,8
0,2	3,8	22
0,3	4,2	21
0,4	4,0	21,4
0,5	3,9	20,2
0,6	3,8	20,8

(b) : Cas du filtre de 0,6 nm de largeur à mi-hauteur

Décalage du filtrage dans le bleu (nm)	TE (dB)	Largeur à mi-hauteur des impulsions de sonde inversées (ps)
0	3,4	25,2
0,1	3,98	20
0,2	4,06	19,2
0,25	4,29	20,6
0,3	4,31	19,8
0,35	4,06	21,3
0,4	3,94	22,3

Ainsi, en utilisant un filtre dont la largeur à mi-hauteur est légèrement supérieure à l'écart entre les raies de modulation du signal de pompe utilisé, et décalé vers les courtes longueur d'onde d'environ ce même écart, il est possible d'obtenir une impulsion relativement symétrique dont la largeur à mi-hauteur est inférieure à 20 ps et le taux d'extinction de 4,3 dB.

Nous avons ensuite augmenté la puissance de pompe pour améliorer le taux d'extinction tout en assurant une largeur à mi-hauteur de l'impulsion inférieure au temps bit (23,5 ps à 40 Gbit/s).

Avec une puissance de pompe de 4 dBm, nous avons alors pu obtenir une impulsion présentant un taux d'extinction de 6 dB pour une largeur à mi-hauteur de 23,4 ps. Notons qu'avec ce même SOA et cette même puissance de pompe, l'injection d'une puissance de 10 dBm de faisceau de maintien ne nous avait permis d'obtenir au mieux qu'un signal de 23,3 ps ayant un taux d'extinction de 3,3 dB.

Cette technique du filtrage décalé permet donc une nette amélioration du couple de paramètres {taux d'extinction - temps de récupération du gain}. De plus, elle est plus simple et plus efficace que la technique d'utilisation d'un faisceau de maintien puisqu'elle ne nécessite en effet aucun signal supplémentaire.

Cependant elle présente une inversion de polarité engendrant des taux d'extinction encore limités. Ainsi, cette technique est généralement reportée dans la littérature, accompagnée d'un dispositif, souvent interférométrique, inversant à nouveau les impulsions et améliorant le taux d'extinction [164]. Or, les principaux attraits de ce procédé, en plus de la possibilité d'accès aux

très hauts débits, sont sa simplicité de mise en œuvre et sa grande stabilité, surtout au niveau de l'insensibilité à la polarisation. L'ajout d'un interféromètre est donc regrettable puisqu'il complexifie le procédé et engendre généralement une perte de stabilité.

La suite de notre étude s'est donc naturellement tournée vers l'utilisation de cette technique améliorée pour préserver la polarité des données.

6.3.2 Technique de filtrage décalé avec préservation de la polarité

Le principe de cette technique a été présenté au chapitre 3, au paragraphe 3.1.3. Elle a été tout d'abord proposée par Cho *et al* [162] en 1998. En parallèle une technique similaire utilisant l'auto-modulation de phase dans les fibres a été présentée par Mamyshev *et al* [165]. Puis cette technique à base de SOA et de filtrage décalé préservant la polarité a montré sa capacité à suivre les hauts débit en 2003 grâce à Nielsen *et al* [156].

6.3.2.1 Principe

Pour préserver la polarité du signal, le filtre est décalé jusqu'à ce qu'il supprime la composante continue de la sonde, comme on peut le voir sur la Figure 6.24.

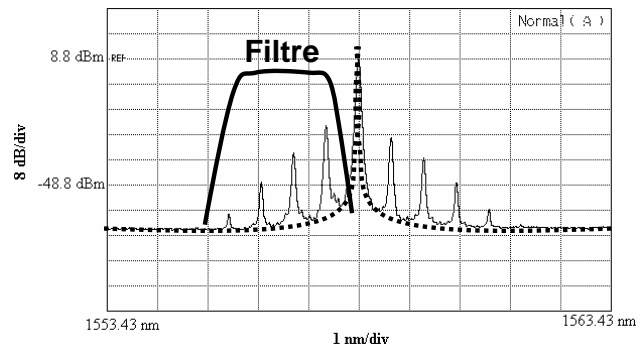


Figure 6.24 : Filtrage décalé dans le cas d'une préservation de la polarité du signal.

Lorsqu'un symbole '0' de pompe traverse le SOA, il ne module pas la sonde et celle-ci a un spectre comme celui représenté en pointillés. Le filtre ne transmet alors aucune lumière. Par contre, lorsqu'un symbole '1' traverse le SOA, la sonde est élargie spectralement par le processus d'XPM, ainsi certaines composantes spectrales de la sonde se retrouvent transmises par le filtre. A un symbole '1', respectivement '0', en entrée, correspond un symbole '1', respectivement '0', en sortie. La polarité du signal est donc conservée.

Ce procédé permet nécessairement une amélioration du taux d'extinction par rapport à la technique précédente puisque le niveau de symboles '0' est, dans ce cas, beaucoup plus faible. En effet, il dépend ici de la réjection de la composante continue de sonde par le filtre alors que, dans le cas précédent, il dépendait de la compression du gain par la sonde [166].

Dans le but d'analyser cette technique, comme nous l'avons fait dans le cas de l'inversion de polarité, nous présentons, dans le paragraphe suivant, l'impact de différents types de filtrage permettant la non-inversion de polarité. Nous utilisons un réseau de Bragg [167] coupant uniquement la composante continue puis un filtre classique décalé successivement dans le bleu et dans le rouge.

6.3.2.2 Analyse du procédé avec différents types de filtrage

Utilisation d'un réseau de Bragg

Le principe de cette technique reposant sur la suppression de la composante continue, nous avons tout d'abord décidé d'analyser l'impact d'un réseau de Bragg sur le signal en sortie.

Nous avons alors réutilisé le montage de la Figure 6.22(a) en ajoutant un réseau de Bragg en sortie du SOA et après le filtre de 5 nm. Dans ce cas, le rôle du filtre de 5 nm est uniquement de supprimer la pompe en sortie. La longueur d'onde de sonde est alors imposée aux alentours du centre de la bande spectrale de ce filtre où le réseau de Bragg présente également son minimum de transmission. Ce réseau peut donc couper la composante continue de la sonde. La transmission du réseau de Bragg utilisé est reportée sur la Figure 6.25.

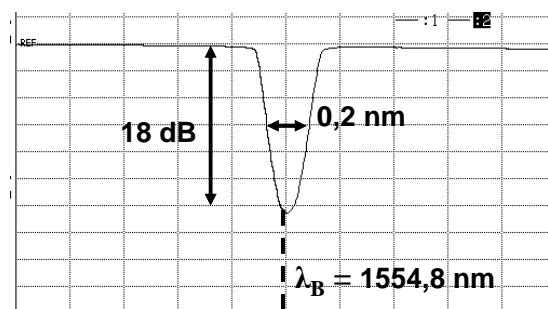


Figure 6.25 : Transmission du filtre de Bragg utilisé.

Notons que nous utilisons ici le train d'impulsions de 2 ps de largeur à mi-hauteur à 10 GHz. D'après les résultats de l'étude précédente, les longueurs d'onde de pompe et de sonde sont proches du pic de gain du SOA (1555 nm) et telles que $\lambda_{\text{pompe}} < \lambda_{\text{sonde}}$ (avec $\lambda_{\text{pompe}} = 1545$ nm). La longueur d'onde de sonde est fixée autour de la longueur d'onde du réseau de Bragg (1554,8 nm)*.

Les formes temporelles, relevées à l'oscilloscope, et les spectres des signaux en sortie du réseau de Bragg obtenus pour différentes optimisations de la longueur d'onde de sonde sont reportées sur la Figure 6.26**.

Ces acquisitions montrent que la suppression de la composante continue est bien à l'origine de la conservation de la polarité. En effet, la sonde en sortie n'est pas inversée avec un intéressant taux d'extinction dans les cas (d) et (e) correspondant aux longueurs d'onde centrale de sonde de 1554,91 nm et 1554,83 nm respectivement. La longueur d'onde de Bragg étant de 1554,8 nm, dans ces deux cas, le réseau coupe la composante continue de la sonde, comme le montre les spectres (d) et (e). De plus, d'après ces deux spectres, nous pouvons constater que la composante continue de la sonde est mieux supprimée dans le cas (e). Or, dans ce cas, l'acquisition à l'oscilloscope présente un doublement de l'impulsion, contrairement au cas (d).

* Notons que cette étude a été réalisée pour différentes puissances de sonde. Dans chaque cas, les mêmes régimes ont pu être observés pour différents choix de longueurs d'onde. En effet, la puissance de sonde influant sur le niveau de chirp, c'est-à-dire sur le décalage en fréquence de la sonde, un changement de la longueur d'onde de sonde a permis de pallier la variation du chirp et ainsi obtenir les mêmes régimes (dans le cas de puissances permettant des niveaux de chirp suffisant pour l'application de la technique).

** Notons que nous pouvons tout d'abord remarquer que les longueurs d'onde de sonde en entrée du dispositif donnant des résultats très différents ont des valeurs très proches (0,04 nm). Ceci rend la technique avec réseau de Bragg très sensible au choix de la longueur d'onde de sonde ainsi qu'à celui du filtre et de son décalage.

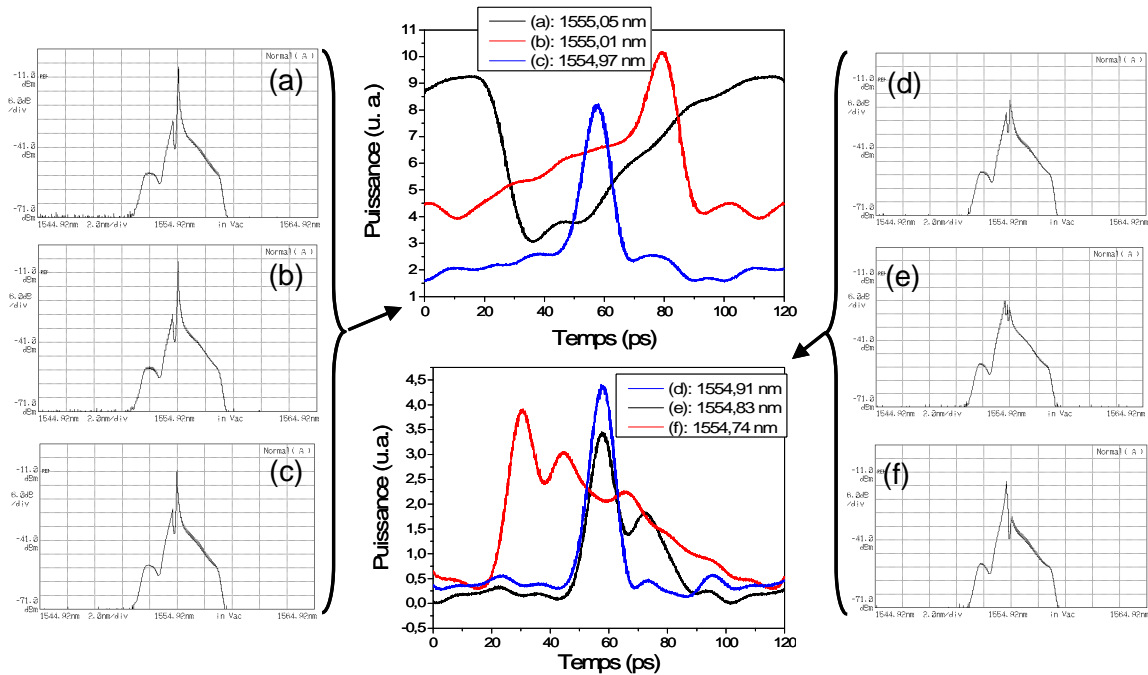


Figure 6.26 : Analyse expérimentale de l'impact de la suppression de la composante continue de sonde via l'utilisation d'un réseau de Bragg (centré à 1554,8 nm).

(a) : $\lambda_{sonde} = 1555,05 \text{ nm}$; (b) : $\lambda_{sonde} = 1555,01 \text{ nm}$; (c) : $\lambda_{sonde} = 1554,97 \text{ nm}$;
 (d) : $\lambda_{sonde} = 1554,91 \text{ nm}$; (e) : $\lambda_{sonde} = 1554,83 \text{ nm}$; (f) : $\lambda_{sonde} = 1554,74 \text{ nm}$;

Les réponses de l'oscilloscope et de la photodiode étant limitées par l'électronique, ces acquisitions ne nous permettent pas d'analyser précisément le rôle du filtre de Bragg. Une caractérisation via un dispositif SHG-FROG est donc entreprise. Pour cela, dans le montage de la Figure 6.22(a), la photodiode et l'oscilloscope sont remplacés par le dispositif FROG précédé d'un EDFA permettant d'optimiser la puissance nécessaire pour une acquisition optimale par le FROG*. La Figure 6.27(a) présente les résultats obtenus.

Nous pouvons constater, via la courbe rouge, que le doublement de l'impulsion observé à l'oscilloscope est également présent dans la caractérisation via le dispositif FROG. Celui-ci n'est donc pas un artefact de mesure. Il est d'ailleurs d'autant plus important que la longueur d'onde de sonde incidente est optimisée sur la longueur d'onde de Bragg, comme on peut le voir sur la Figure 6.27(b). Il s'explique par le changement de sens du glissement en fréquence des composantes spectrales de sonde lors du passage de l'impulsion de pompe qui se décalent d'abord vers les grandes longueurs d'onde (rouge) puis vers les courtes (bleu).

Pour comprendre l'évolution des impulsions, référons nous à la Figure 6.27(b) qui présente un cas où le réseau de Bragg est optimisé pour couper un maximum de composante continue (longueurs d'onde de Bragg à 1554,8 nm et de sonde en entrée à 1554,77 nm).

Tout d'abord, le réseau de Bragg coupe la composante continue mais comme celle-ci a été amplifiée par le SOA, son niveau est élevé et il subsiste un résidu de composante continue (A). Puis, la sonde se décale dans le rouge où son gain chute (et où, dans ce cas, la réjection par le réseau de Bragg s'accroît) (B). Elle continue ensuite son décalage vers les hautes longueurs d'onde et est ainsi totalement transmise (C). Puis elle retourne à sa longueur d'onde initiale où elle

* Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 6.1.2.2, ce dispositif FROG est basé sur le principe d'autocorrélation dans un cristal doubleur en fréquence. La puissance incidente doit donc être assez élevée pour que les non-linéarités du cristal soient déclenchées, d'où la nécessité d'un amplificateur. L'EDFA utilisé a été conçu spécialement pour une utilisation avec FROG. Ainsi, il introduit un très faible bruit et n'induit aucune modification du signal avant son analyse au FROG (à la fois en termes de forme des impulsions mais aussi de chirp).

est de nouveau coupée (D). Elle passe alors du côté des longueurs d'onde « bleues » ce qui entraîne de nouveau l'augmentation du niveau de puissance transmise (E)*. Enfin, elle retourne une fois de plus à sa longueur d'onde initiale et est de nouveau coupée.

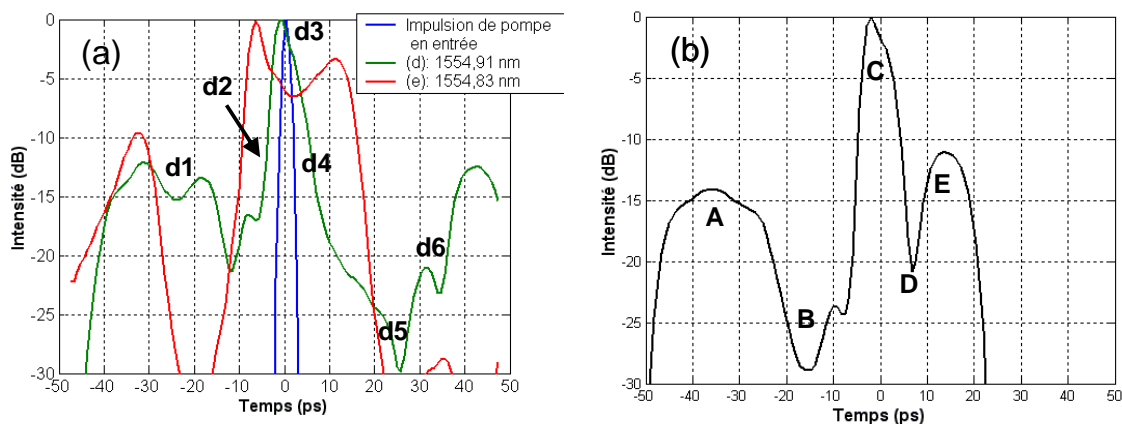


Figure 6.27 : Caractérisation au dispositif FROG des impulsions en sortie du SOA suivi du filtre de Bragg

(a) : obtenues dans le cas (d) et (e) ;

(b) : pour une optimisation de la longueur d'onde de sonde sur la longueur d'onde de Bragg du réseau.

Le cas où la longueur d'onde centrale de sonde n'est pas exactement celle du réseau de Bragg (cas (d) en vert sur la figure (a)) présente une forme d'impulsion sans dédoublement. En effet, dans ce cas, le réseau de Bragg est légèrement décalé vers les courtes longueurs d'onde. Il coupe donc une partie de la composante continue mais il en subsiste un résidu (d1). Ainsi, quand la sonde se décale vers les grandes longueurs d'onde, s'éloignant de plus en plus de la longueur d'onde de Bragg, la puissance en sortie augmente (d2) jusqu'à ce que la longueur d'onde ait atteint sa valeur maximale (d3). La sonde revient ensuite à sa longueur d'onde d'origine puis passe dans les longueurs d'onde bleues. Elle est alors de plus en plus coupée par le réseau de Bragg (d4) jusqu'à ce que la plus courte longueur d'onde soit atteinte (d5). Enfin, la sonde revient à sa longueur d'onde centrale et donc à son niveau de puissance initial (d6). Il n'y a donc, dans ce cas, pas de doublement de l'impulsion.

La conservation de la polarité impose donc la suppression de la composante continue. Cependant, pour une meilleure optimisation du processus, celle-ci ne doit préférentiellement pas être totalement coupée par un filtre de type réseau de Bragg. Le filtrage doit être légèrement décalé par rapport à la longueur d'onde centrale de sonde. Cette technique doit ainsi pouvoir être réalisée avec un simple filtre décalé soit vers les grandes, soit vers les courtes longueurs d'onde, comme dans le cas de la technique d'amélioration de la XGM traitée au paragraphe 6.3.1.

Filtrage classique décalé dans le bleu ou dans le rouge

Dans ce cas, le réseau de Bragg a été retiré du montage et nous avons alors travaillé avec le même montage que celui schématisé sur la Figure 6.22(a). Par comparaison avec le travail présenté au paragraphe 6.3.1, nous avons augmenté le décalage de la longueur d'onde de sonde par rapport aux flancs du filtre pour que la composante continue soit, cette fois-ci, supprimée. La Figure 6.28 présente des exemples d'acquisitions obtenues pour différents décalages de la longueur d'onde de sonde.

* Notons que les deux parties de l'impulsion n'ont pas la même amplitude du fait des différences de gain et de niveau de chirp, comme nous avons pu l'expliquer dans le paragraphe 6.3.1.1.

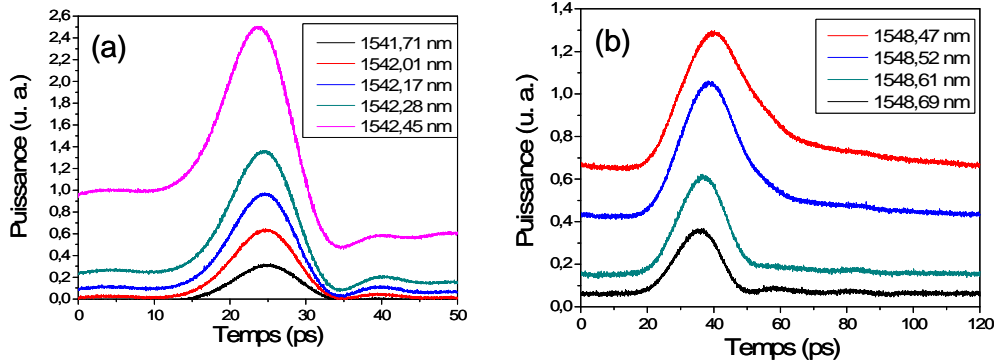


Figure 6.28 : Exemples d'acquisitions dans des cas de décalage d'un filtre classique vers les grandes et courtes longueurs d'onde avec préservation de la polarité.
 (a) : Décalage du filtre dans le rouge ; (b) : Décalage du filtre dans le bleu.

La longueur d'onde de pompe est ici fixée à 1533 nm, sa puissance est de 1,75 dBm et la puissance de sonde est imposée à 1,2 dBm. La bande spectrale du filtre de 5 nm s'étend de 1542,5 nm à 1547,5 nm environ.

Cette figure montre que la technique de décalage du filtre après le SOA peut permettre une conversion de longueur d'onde sans inversion de polarité.

Nous avons alors ensuite modifié les différents paramètres pouvant influencer sur l'efficacité de cette technique. Ainsi, pour différentes puissances de sonde en entrée du SOA (P_{Sonde}), différentes longueurs d'onde de pompe (λ_{Pompe}) et de sonde (λ_{Sonde}) pour chaque type de filtrage (bleu et rouge)*, nous avons mesuré le taux d'extinction (TE) des impulsions en sortie ainsi que leur largeur à mi-hauteur (τ). Comme lors des mesures au paragraphe 6.3.1, la puissance de pompe a été fixée pour toutes les mesures à la valeur maximale permise par le montage (1,75 dBm) dans le but d'obtenir le maximum de chirp. Les résultats de mesure sont reportés dans le Tableau II-5.

Tableau II-5 : Résultats obtenus lors de l'étude de l'impact des paramètres sur la technique de filtrage décalé avec préservation de la polarité des données.

Sens de décalage du filtre	λ_{Pompe} (nm)	λ_{Sonde} (nm)	P_{Sonde} (dBm)	TE (dB)	τ (ps)
(1) : Rouge	1556	1542,01	1,2	11,59	5,55
(2) : Rouge	1556	1542,01	-5,8	22,93	5,93
(3) : Rouge	1533	1542,01	1,2	15,99	6,3
(4) : Rouge	1545	1551,88	1,2	16,53	5,93
(5) : Bleu	1556	1548,69	1,2	7,23	7,24
(6) : Bleu	1556	1548,69	-5,8	-	-
(7) : Bleu	1533	1548,69	1,2	7,51	8,03
(8) : Bleu	1545	1558,64	1,2	19,96	6,7

* Notons que, comme le montre la Figure 6.28, plusieurs longueurs d'onde de sonde, c'est-à-dire plusieurs décalages, permettent de préserver la polarité mais une seule permet l'optimisation de l'efficacité du processus. Dans cette étude, nous avons essayé de choisir à chaque fois la longueur d'onde de sonde optimale.

Tout d'abord, ces résultats montrent que cette technique, utilisant la XPM dans un SOA suivi d'un filtrage décalé permettant la conservation de la polarité, offre des impulsions dont la largeur à mi-hauteur et le taux d'extinction sont beaucoup plus intéressants que dans le cas de la technique d'XGM améliorée, étudiée au paragraphe 6.3.1. Ainsi, un décalage un peu plus important du filtre constitue un procédé de conversion de longueur d'onde assez efficace.

Concernant la puissance de sonde requise, la comparaison des résultats (1) et (2) du tableau met en évidence que, plus la puissance de sonde est élevée, plus le taux d'extinction est dégradé. Ceci est lié au fait que le taux d'extinction est important lorsque le niveau des symboles '0' est faible, c'est-à-dire qu'il se rapproche du niveau du « zéro optique ». Si la puissance de sonde initiale est forte, le filtre a plus de difficulté à rejeter la composante continue. Il subsiste donc un résidu de sonde, correspondant au niveau des '0', d'autant plus important que la puissance de sonde est élevée. Ainsi, il semble que la technique soit plus efficace lorsque la sonde est faible. Cependant dans ce cas, elle peut ne pas participer à la création de chirp et ainsi affecter l'efficacité du processus. De plus, comme une grande quantité du signal de sonde est coupée par le filtre dans cette technique, l'OSNR du signal en sortie est peu important. Or, plus la puissance de sonde est faible, plus l'OSNR en sortie est dégradé. Une forte puissance de sonde semble donc à privilégier. Notons d'ailleurs que, dans le cas (6), la puissance était trop faible pour réaliser les mesures. Il est donc nécessaire de trouver un compromis entre dégradation du taux d'extinction et de l'OSNR.

Concernant les longueurs d'onde de pompe et de sonde, la relation $\lambda_{\text{pompe}} < \lambda_{\text{sonde}}$ semble une fois de plus la mieux adaptée. Comme nous l'avons vu lors de l'étude précédente, elle encourage la création de chirp puisque le facteur de Henry est, dans ce cas, plus élevé sur la sonde ce qui favorise le couplage phase-amplitude. De plus, dans ce cas, la puissance de sonde peut être plus élevée sans trop dégrader la compression de gain induite par la pompe.

Les meilleurs résultats obtenus sont donc le (4) pour le filtrage décalé dans le rouge et (8) pour celui dans le bleu. Ceux-ci ont été analysés plus précisément avec le dispositif FROG précédé de l'EDFA, comme dans le cas de l'étude avec le réseau de Bragg. La Figure 6.29 présente les résultats obtenus à l'oscilloscope (a) et au dispositif FROG (b).

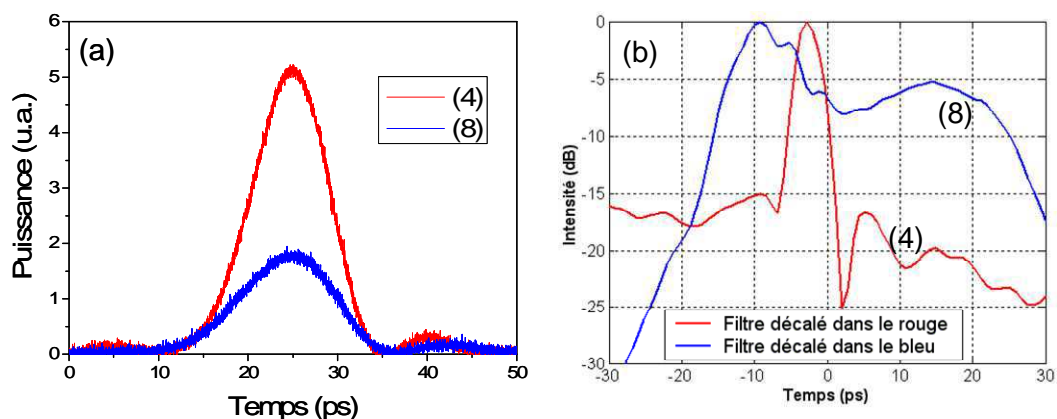


Figure 6.29 : Comparaison des résultats obtenus via filtrage dans le bleu (8) et dans le rouge (4).

(a) : Acquisition à l'oscilloscope ; (b) : Caractérisation au FROG

Ces résultats montrent que le processus semble être plus efficace quand le filtre est décalé vers les grandes longueurs d'onde (rouge).

En effet, dans ce cas, le taux d'extinction est bien plus important : 16 dB au lieu de 8 dB mesuré pour le cas de filtrage dans le bleu. Le cas du filtrage dans le bleu est effectivement limité par un large résidu de composante continue. Or, celui-ci ne peut être diminué en décalant

légèrement le filtre car, dans ce cas, trop de signal est coupé et l'OSNR est tellement dégradé que le FROG est dans l'incapacité d'analyser les impulsions.

De plus, on observe, aussi bien via l'oscilloscope que via le FROG, un élargissement des impulsions dans le cas de filtrage dans le bleu. La largeur à mi-hauteur des impulsions est mesurée au FROG, dans le cas rouge, à 2,4 ps, et dans le cas bleu, à 7,2 ps. Ainsi, le filtrage dans le rouge semble, pour cette technique, à privilégier*.

La technique de XPM dans un SOA associé à un filtrage décalé permet donc de réaliser une conversion de longueur d'onde avec conservation de la polarité. Cette technique est d'autant plus efficace que la puissance de sonde est élevée, permettant ainsi de limiter la dégradation de l'OSNR par le filtrage décalé. De plus, la configuration $\lambda_{pompe} < \lambda_{sonde}$ semble être à privilégier. Enfin, le décalage du filtre vers les grandes longueurs d'onde (rouge) offre de meilleurs résultats en terme de taux d'extinction, d'OSNR et de largeur des impulsions obtenues.

Nous avons ainsi étudié les techniques de filtrage décalé après SOA, dans les cas d'inversion ou non de la polarité. Nous avons montré que ces techniques permettent une nette amélioration du taux d'extinction ainsi que de la largeur des impulsions par rapport à une modulation de gain croisée classique. Ces techniques sont donc tout à fait adaptées au traitement du signal de télécommunication optique à très hauts débits.

La technique de filtrage décalé permettant la préservation de la polarité est plus avantageuse en terme de simplicité puisqu'elle se suffit à elle-même. Elle ne nécessite en effet aucune association avec un autre dispositif, comme un interféromètre dans le cas de l'autre technique. Elle semble pouvoir être utilisée aussi bien avec un filtre décalé dans le rouge et dans le bleu, même si les réponses de ces deux procédés sont différentes.

Nous allons donc, dans le paragraphe suivant, étudier les performances « systèmes » de cette technique pour vérifier si elle peut être efficace en tant que convertisseur en longueur d'onde ou régénérateur à haut débit.

6.4 Etude d'un convertisseur en longueur d'onde jusqu'à 80 Gbit/s

Au vu des résultats des études précédentes, nous présentons, dans ce paragraphe, l'analyse d'un dispositif tout optique basé sur la modulation de phase croisée dans un SOA suivi d'un filtre décalé. Dans un premier temps, nous présentons l'architecture que nous nous proposons d'étudier. Puis nous réalisons une caractérisation comparative aux débits de 10, 20, 40 et 80 Gbit/s du taux d'erreur binaire ainsi que des profils temporels des impulsions et de leur chirp obtenus au FROG. Enfin, nous caractérisons plus spécifiquement le dispositif en termes de pénalité et de mesure d'OSNR.

* Rappelons que, pour la technique d'amélioration de la XGM (et donc inversion de la polarité), le filtrage dans le bleu donne les meilleurs résultats. Dans le cas de la technique avec préservation de la polarité, le filtrage dans le rouge cette fois-ci semble donner de meilleurs résultats. Ceci est en accord avec des résultats numériques réalisés récemment [161]. Or, ceci est logique puisque, dans le cas de la XGM améliorée, le but est d'accentuer la « fermeture » du signal, il faut donc que le phénomène le plus rapide coupe la transmission de lumière, on garde donc les composantes bleues pour couper les rouges, plus rapides. Dans le cas de la technique avec préservation des données, il faut que le phénomène rapide corresponde à la transmission de lumière, ainsi, cette fois-ci, il faut laisser passer les composantes rouges pour que les impulsions générées profitent de la rapidité du chirp rapide. Ceci sera plus en détail décrit dans le paragraphe suivant.

6.4.1 Architecture proposée

Nous avons vu au paragraphe précédent que la technique étudiée nécessite simplement un SOA et un filtre. Cependant, le taux d'extinction est plus important quand le signal de sonde est plus faible en entrée et l'OSNR du signal en sortie est, au contraire, moins dégradé lorsque la puissance de sonde est forte. Il est donc nécessaire d'améliorer l'architecture du dispositif pour obtenir à la fois d'excellents taux d'extinction et OSNR du signal en sortie. Pour cela, il faut que le maximum de lumière soit transmis par le filtre pour assurer un bon OSNR mais que la composante continue soit, quant à elle, la moins transmise possible. Ainsi, il faut améliorer le taux de réjection du filtrage.

Comme nous utilisons déjà un filtre basé sur un réseau de Bragg pour que ses flancs soient les plus abrupts possibles, les solutions qui s'offrent à nous sont soit de concevoir un filtre spécial [168] soit d'utiliser un second filtre pour accentuer la suppression de la composante continue. La seconde solution est alors envisagée. Nous utilisons un second filtre de Bragg de largeur à mi-hauteur de 3 nm pour cibler le choix des composantes spectrales.

Nous devons alors vérifier que l'introduction de ce second filtre ne modifie pas la forme des impulsions en sortie. Pour cela, nous réalisons une nouvelle caractérisation au FROG des impulsions en sortie des deux filtres en série que nous comparons aux résultats obtenus précédemment avec un seul filtre. La Figure 6.30 présente les deux dispositifs caractérisés (a) ainsi que les résultats obtenus (b).

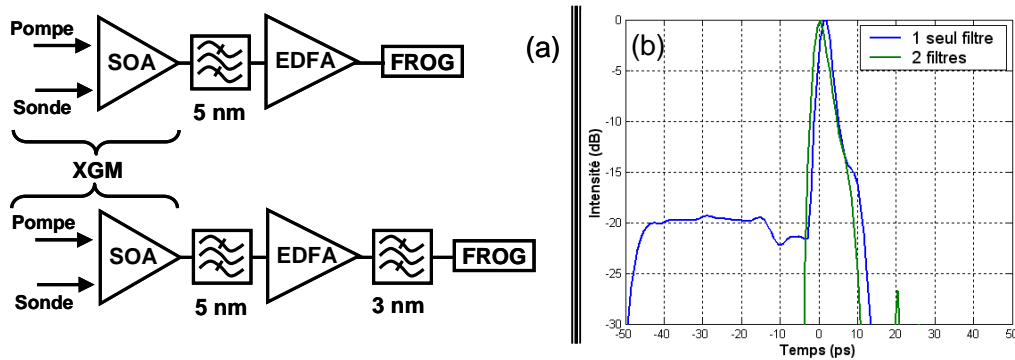


Figure 6.30 : Impact de l'introduction d'un second filtre.
(a) : Schémas de montages ; (b) : Caractérisation au FROG.

Pour mesurer l'impact de l'introduction du second filtre, nous l'avons placé à la suite de l'EDFA précédent le FROG dans les caractérisations. Nous pouvons constater, sur la figure (b), que la forme des impulsions obtenues est conservée et que, notamment, la largeur à mi-hauteur des impulsions est inchangée. Seul le taux d'extinction est modifié en étant nettement amélioré*.

Grâce à l'ajout du nouveau filtre, il est alors possible d'augmenter la puissance de sonde en entrée sans altérer le taux d'extinction. Cependant, l'introduction de ce second filtre entraîne des pertes supplémentaires sur le signal en sortie. L'OSNR est alors trop faible. Pour pallier cette augmentation des pertes, un EDFA doit alors être nécessairement introduit entre les deux filtres.

L'architecture du dispositif proposé consiste donc en un SOA suivi d'un filtre de 5 nm, d'un EDFA puis d'un filtre de 3 nm. Conformément aux résultats des études précédentes, la puissance de pompe est choisie égale à la valeur maximale permise par le montage utilisé. Il en est

* Notons que nous ne présentons ici que la comparaison dans le cas d'un filtrage dans le rouge. La même tendance a été observée dans le cas du filtrage dans le bleu : l'introduction du second filtre a pour principal impact d'améliorer le taux d'extinction.

de même pour la puissance de sonde que nous fixons à 2,5 dBm. Ceci permet d'obtenir en sortie un signal d'environ -2 dBm.

La longueur d'onde de pompe est imposée à 1545 nm puisque cette valeur nous a permis d'obtenir les meilleurs résultats lors de l'étude précédente. La bande spectrale du filtre de 5 nm fixe est comprise entre 1552,5 nm et 1557,5 nm. La pompe est alors correctement rejetée et la relation $\lambda_{\text{pompe}} < \lambda_{\text{sonde}}$, qui nous a permis d'obtenir les meilleurs résultats, est vérifiée. Ainsi, le filtre étant fixe, comme précédemment, les longueurs d'onde de sonde vont être modifiées pour réaliser le filtrage dans le rouge et dans le bleu. La longueur d'onde de 1551,9 nm correspond à la valeur optimale pour le filtrage dans le rouge et 1558,6 nm à celle pour le filtrage dans le bleu.

6.4.2 Etude de la réponse du processus à différents débits

Le but des études décrites dans ce paragraphe est d'analyser le comportement, à différents débits, du dispositif formé du SOA et des deux filtres décalés dans les cas de filtrage dans le bleu et dans le rouge.

6.4.2.1 Description de l'expérience

Le montage expérimental utilisé dans cette étude est présenté sur la Figure 6.31. Les acquisitions de spectre et de diagrammes de l'œil obtenues après chaque filtre y sont également reportées montrant l'accentuation de la suppression de la composante continue par le second filtre, entraînant l'amélioration du taux d'extinction.

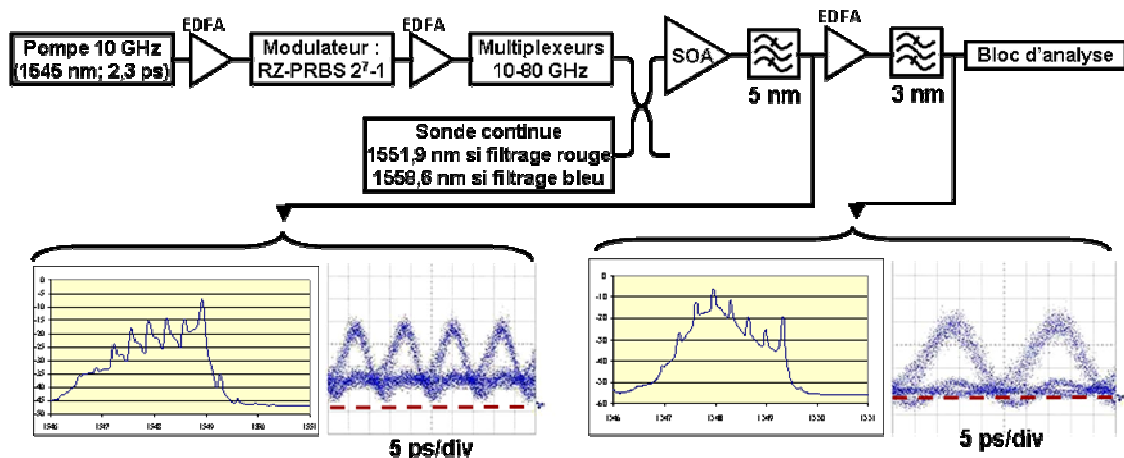


Figure 6.31 : Schéma de montage de l'analyse du dispositif à différents débits.

La pompe est, comme dans le cas des études précédentes, constituée d'une source impulsionnelle à 10 GHz dont les impulsions ont une largeur à mi-hauteur de 2,3 ps. Celle-ci est successivement amplifiée et, le cas échéant, modulée électriquement au format RZ dans le but d'obtenir une séquence pseudo-aléatoire de 2^7-1 bits à 10 Gbit/s. Les données obtenues sont amplifiées puis multiplexées temporellement pour permettre d'explorer des différents débits (ou cadences) de 20, 40 et 80 Gbit/s (GHz)*. Pour chaque débit, la puissance crête des impulsions est fixée à 6,25 mW, ce qui correspond à une énergie d'impulsion d'environ 12,5 fJ. La puissance

* Notons que la largeur à mi-hauteur des impulsions ne varie pas pour chaque débit. Il est donc possible de considérer que nous n'analysons pas de « vrais » signaux à 10, 20, 40 et même 80 Gbit/s. Cependant, il a été montré, lors des études précédentes, que cette technique n'est efficace que lorsque les impulsions sont relativement courtes.

moyenne de la pompe à 80 Gbit/s est donc de 0 dBm et est modifiée de 3 dB à chaque passage d'un débit à l'autre afin de conserver une énergie constante.

Dans cette étude, les résultats obtenus avec deux SOA (Kamelian et CIP) ont été comparés. La différence majeure entre ces deux composants consiste en leur temps de récupération : le premier a été mesuré à 55 ps et le second à 35 ps. Ces SOA sont donc tous deux limités au débit de 20 Gbit/s pour une utilisation en conversion de longueur d'onde par XGM classique. Notons que le temps de récupération du gain du second SOA est plus élevé puisqu'il s'agit d'un composant « nouvelle génération » ayant un haut facteur de confinement et ainsi des effets intra-bandes plus prononcés.

Le bloc d'analyse dépend des mesures réalisées et sera décrit dans la suite pour chaque étude.

6.4.2.2 Mesure de taux d'erreur binaire

La première étude a consisté à mesurer le taux d'erreur binaire (TEB) pouvant être atteint à chaque débit dans le cas des filtrages dans le bleu et le rouge.

Ainsi, dans ce cas, le bloc d'analyse comprend des démultiplexeurs optiques à électro-absorption permettant de démultiplexer le signal du débit d'analyse à 20 Gbit/s. Puis le démultiplexage de 20 vers 10 Gbit/s est réalisé électriquement. La mesure du taux d'erreur binaire se fait ensuite via un équipement de détection classique. La puissance sur le récepteur est modifiée et mesurée en entrée du démultiplexeur électrique.

D'après les études réalisées dans le paragraphe 6.3.2 et certains résultats numériques [161] et expérimentaux [166] reportés dans la littérature, nous nous attendons à de meilleurs résultats avec un filtrage dans le rouge. Or, seul le filtrage dans le bleu a pu nous permettre une réception sans erreur à 80 Gbit/s. La Figure 6.32 étaye ce résultat montrant une comparaison des mesures réalisées à 80 Gbit/s pour les deux types de filtrage.

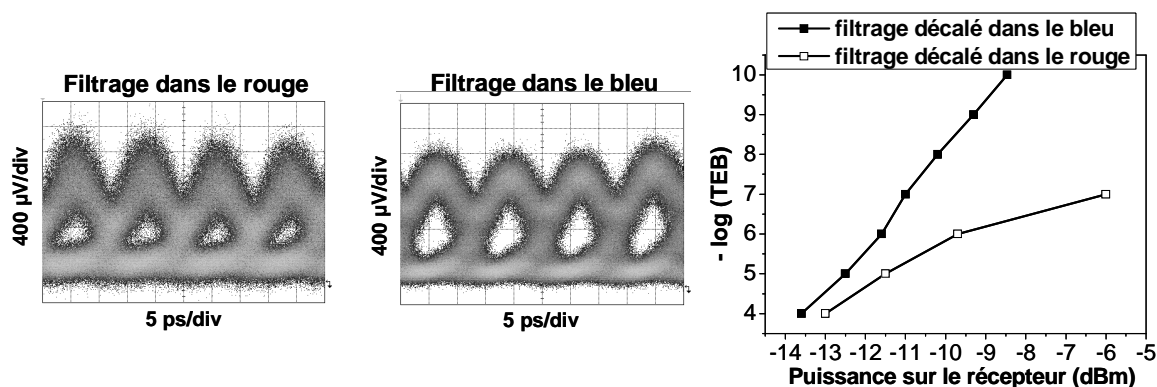


Figure 6.32 : Comparaison des résultats expérimentaux (diagrammes de l'œil et taux d'erreur binaire) obtenus à 80 Gbit/s avec filtrages dans le bleu et dans le rouge.

Les acquisitions de diagrammes de l'œil ont été obtenues avec le SOA CIP et les mesures de taux d'erreur binaire reportées sont celles obtenues avec le SOA Kamelian. Nous pouvons constater que les résultats présentent la même tendance, c'est-à-dire une dégradation du signal dans le cas du filtrage dans le rouge et une réception de l'information sans erreur dans le cas du filtrage dans le bleu.

La mesure de taux d'erreur binaire montre qu'une conversion de longueur d'onde sans erreur a pu être réalisée via le filtrage dans le bleu. Au contraire, dans le cas du filtrage dans le rouge, un plancher d'erreurs à 10^7 indique que cette performance n'a pu être réalisée avec ce type de filtrage.

Ces erreurs, introduites dans le cas du filtrage dans le rouge, sont dues à des fluctuations d'amplitude sur les symboles '1' qui apparaissent aux hauts débits dans le cas du filtrage dans le rouge, comme on peut le voir sur la Figure 6.33. Celle-ci a été obtenue en imposant, au débit de 20 Gbit/s, une séquence formée d'une longue série de '0' suivie de deux '1' (00001100).

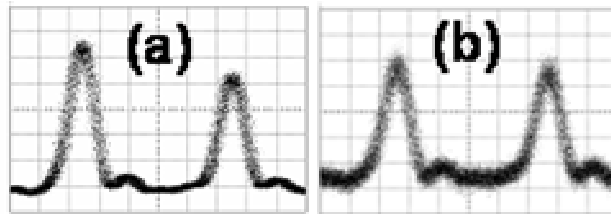


Figure 6.33 : Mise en évidence expérimentale des fluctuations d'amplitude présentes dans le cas d'un filtrage dans le rouge (a) et absentes dans le cas d'un filtrage dans le bleu (b).

Ce phénomène de patterning est lié au fait que, dans le cas de décalage du filtre vers les grandes longueurs d'onde, le processus prédominant sur la forme des impulsions est le chirp rouge. Ainsi, si le gain n'a pas le temps de récupérer complètement entre deux impulsions successives, le niveau de chirp devient moindre et moins de lumière est alors transmise par le filtre. A l'inverse, la technique de filtrage dans le bleu est surtout gouvernée par la forme du filtre et par le gain, puisque l'amplitude du chirp bleu est bien inférieure à celle du chirp rouge. Elle est donc beaucoup moins sensible aux fluctuations de niveau de chirp.

De plus, la technique de filtrage décalé vers le bleu bénéficie des phénomènes intra-bandes très rapides. En effet, ces effets ont lieu lors de la récupération du gain, c'est-à-dire lorsque la sonde se décale vers les courtes longueurs d'onde. Or, les relaxations intra-bandes ont notamment pour effet de limiter le patterning qui apparaît dans les applications de XPM. **Ainsi, la technique de filtrage dans le rouge est limitée par les effets de patterning contrairement à la technique de filtrage dans le bleu [169, 170, 171].**

Une possibilité de pallier ce problème de patterning dans le cas du filtrage dans le rouge serait d'utiliser la technique de filtrage discriminant dont nous avons parlé dans le chapitre 3 lorsque nous avons traité de l'état de l'art des techniques à base d'absorbants saturables [172]. Lorsque le chirp est faible, peu de puissance est transmise par le filtre ; par contre, si le niveau de chirp est élevé mais que la transmission du filtre est réduite du fait de son étroite bande spectrale, la transmission est limitée. Il semble alors possible d'égaliser les niveaux de puissances. Cependant, le choix du filtre est extrêmement critique puisque, si le chirp est trop élevé et ainsi plus large spectralement que le filtre, l'impulsion peut se dédoubler, comme dans le cas de l'étude avec le réseau de Bragg.

Notons enfin qu'avec le SOA CIP le filtrage dans le rouge a limité la conversion de longueur d'onde au débit de 20 Gbit/s. Ceci s'explique par le fait que les paramètres de pompe et de sonde sont les mêmes pour les études des deux SOA. Or, la puissance de saturation du CIP étant plus faible que celle du Kamelian, il est saturé plus rapidement et le phénomène de patterning est alors beaucoup plus critique. Ceci confirme le fait que l'efficacité de la technique avec filtrage dans le rouge est limitée par les effets de patterning.

6.4.2.3 Caractérisation par la technique FROG

Pour compléter la comparaison des efficacités du filtrage dans le bleu et dans le rouge aux différents débits de 10, 20, 40 et 80 Gbit/s, des caractérisations avec le dispositif FROG ont

ensuite été réalisées. Celles-ci nous permettent d'analyser précisément les profils temporels des impulsions et de leur chirp pour chaque type de filtrage.

Pour cela, le bloc d'analyse du montage de la Figure 6.31 est constitué du FROG précédé de l'EDFA adapté. Notons que, pour cette caractérisation, aucune modulation n'a été imposée au train d'impulsions pour assurer la plus grande précision de mesure du FROG. Ces mesures ont été effectuées sur une grille de 128x128 pixels pour une précision de 0,02 ps et une erreur inférieure à 5.10^{-3} (0,5%) [131].

Les profils temporels des impulsions obtenus dans les cas de filtrage dans le rouge et dans le bleu, après le SOA Kamelian, et pour les différentes cadences de 10, 20, 40 et 80 GHz sont reportés sur la Figure 6.34.

Ces caractérisations permettent d'observer précisément la forme des impulsions et ainsi de comprendre exactement les phénomènes prédominants pour chaque type de filtrage.

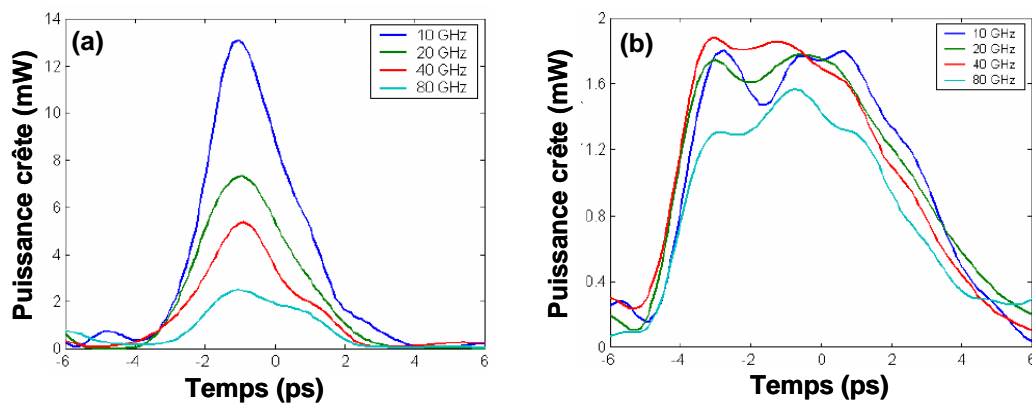


Figure 6.34 : Mesure par technique FROG des profils temporels des impulsions pour les différentes cadences (10, 20, 40 et 80 GHz)

(a) : Filtrage dans le rouge ; (b) : Filtrage dans le bleu.

Dans le cas du filtrage dans le rouge (Figure 6.34(a)), le FROG confirme une fois de plus que les impulsions sont très courtes. Leur forme est en effet gouvernée par les effets rapides de saturation du gain induits par la pompe et dont le temps de réponse est de l'ordre de la largeur de l'impulsion, ici environ 2 ps. Ceux-ci sont liés, comme nous l'avons vu au paragraphe 6.3 et notamment sur la Figure 6.21, à un décalage de la longueur d'onde de la sonde vers les grandes longueurs d'onde, c'est-à-dire à la création d'un chirp rouge dans à peu près les mêmes échelles de temps (2 ps). Comme le filtre est décalé dans le rouge, seules ces composantes spectrales rouges sont transmises par celui-ci. Il en résulte des impulsions très courtes.

Cette Figure 6.34(a) permet également de montrer que le front descendant de ces impulsions présente une double pente. Celle-ci est due à une combinaison entre la chute du gain et l'augmentation de la transmission de la sonde par le filtre. En effet, le maximum de l'impulsion est obtenu lorsque la longueur d'onde de sonde est à sa plus haute valeur, c'est-à-dire lorsqu'elle est transmise au maximum par le filtre. Cependant, à ce moment, le gain n'a chuté que de moitié. Ainsi, lorsque la longueur d'onde de sonde retourne à sa valeur d'origine, la puissance chute à la fois à cause de la transmission du filtre mais également à cause de la fin de la saturation du gain. Puis, la longueur d'onde de sonde passe dans les courtes longueurs d'onde par rapport à sa longueur d'onde centrale, ce qui diminue encore plus la transmission du filtre. Cependant, à ce décalage dans le bleu, correspond la récupération du gain, c'est-à-dire que la puissance de sonde devient de plus en plus importante. Il y a donc à ce moment là une compétition entre la récupération du gain et la décroissance de transmission du filtre, la pente du front descendant de l'impulsion devient alors moins abrupte.

La forme étroite de ces impulsions semble très prometteuse pour l'accès aux hauts débits. Cependant, au fur et à mesure que la cadence du train d'impulsions s'accroît, le niveau de puissance crête des impulsions décroît. Ceci s'explique par la forte dépendance de la technique du filtrage dans le rouge à la quantité de chirp et donc aux effets de patterning.

Cette étude avec le dispositif FROG confirme donc la conclusion déduite des observations faites lors des mesures de taux d'erreur binaire, c'est-à-dire que la technique de filtrage dans le rouge est gouvernée par le phénomène de chirp rouge et est ainsi limitée en débit.

Dans le cas du filtrage dans le bleu, la Figure 6.34(b) montre que les impulsions sont plus larges mais que leur amplitude reste quasiment la même quelle que soit la cadence. Ceci provient du fait que la technique du filtrage dans le bleu profite des effets intra-bandes, comme nous l'avons expliqué lors des études de TEB. De plus, comme le chirp bleu a une amplitude plus faible que celle du chirp rouge, les paramètres influant sur la forme des impulsions sont le gain et la forme du filtre, et non plus celle chirp.

Le front montant de ces impulsions est relativement raide du fait qu'il correspond à la récupération du gain associée à l'augmentation de la transmission du filtre*. Le front descendant est, quant à lui, moins abrupt puisqu'il est le résultat d'une compétition entre la décroissance de la transmission du filtre et l'augmentation de la puissance due à la récupération du gain.

Nous pouvons, de plus, distinguer une perturbation dans le haut des impulsions**. Celle-ci doit vraisemblablement être le résultat d'une combinaison entre les effets intra-bandes ultra-rapides, augmentant le gain, et la transmission du filtre commençant sa décroissance.

Cette hypothèse est confirmée par l'analyse des impulsions obtenues dans le cas du SOA CIP, reportées sur la Figure 6.35.

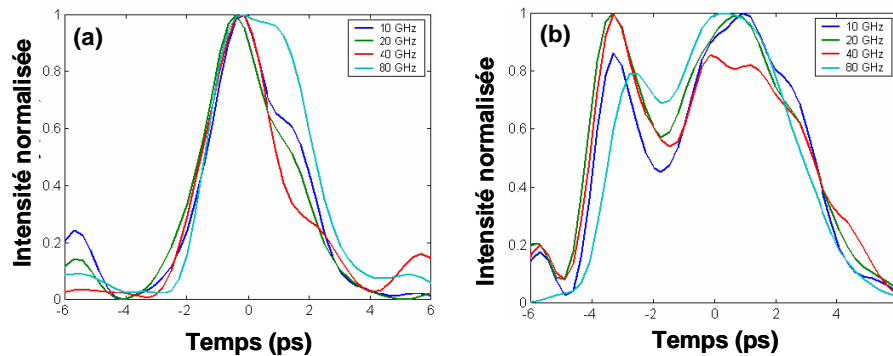


Figure 6.35 : Mesure par technique FROG des profils temporels d'intensités normalisées à différents débits dans le cas du SOA CIP.

(a) : Filtrage dans le rouge ; (b) : Filtrage dans le bleu

La figure (b) traitant du cas du filtrage décalé dans le bleu montre que ces effets sont très prononcés pour ce SOA. Or celui-ci ayant été conçu pour des applications exploitant les non-

* En effet, comme le filtre est décalé vers les courtes longueurs d'onde, la création de l'impulsion correspond à la transmission des longueurs d'onde « bleues ».

** Notons que cette perturbation n'a pas pénalisé les mesures de taux d'erreur binaire reportés lors des études précédentes du fait de la réponse de la photodiode plus lente que ces phénomènes. En effet, la photodiode a réalisé un lissage des impulsions avant mesure des erreurs. Par contre, ces distorsions des impulsions pourraient perturber sa propagation dans des lignes de transmission. Notons que des simulations via le logiciel VPI ont été réalisées à Dublin, montrant une transmission satisfaisante de ces impulsions [175].

linéarités de gain, le confinement des porteurs y est très important et les effets intra-bandes y sont exacerbés. Les perturbations en haut des impulsions sont accentuées.

De plus, nous pouvons remarquer que, comme dans le cas du SOA Kamelian, la forme de l'impulsion à 80 GHz est un peu plus lisse. Comme le gain n'a pas totalement le temps de récupérer, les effets intra-bandes ont un impact moins important sur la forme du gain et donc sur celle de l'impulsion.

Ainsi, à cause des différents phénomènes intervenant dans chaque type de filtrage, les impulsions après un décalage des filtres dans le rouge sont plus courtes que celles après un décalage dans le bleu. La largeur à mi-hauteur des impulsions dans le cas du filtrage dans le bleu, mesurée autour de 7 ps, peut constituer une limite dans l'accès aux débits supérieurs à 160 Gbit/s. Des impulsions plus courtes pourraient être obtenues en utilisant un filtre plus étroit, d'après ce que nous avons expliqué précédemment. Cependant, dans ce cas, l'OSNR serait encore plus dégradé. Il faudrait alors réaliser un filtre totalement adapté à l'application, comme le proposent numériquement [161] et [171].

Une autre solution consiste à compresser les impulsions. Pour voir si ceci est envisageable, nous avons analysé, via FROG, le chirp des impulsions en sortie du dispositif. Les résultats sont reportés, avec les intensités normalisées correspondantes, sur la Figure 6.36.

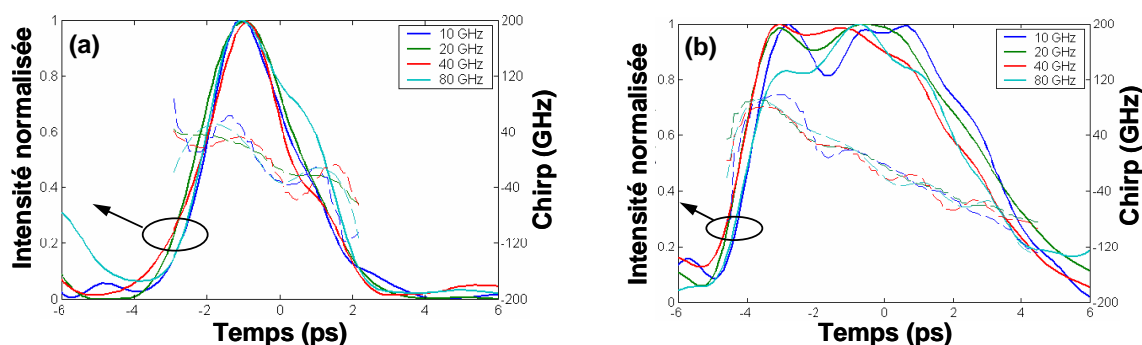


Figure 6.36 : Profils du chirp et de l'intensité normalisée des impulsions.
(a) : Filtrage dans le rouge ; (b) : Filtrage dans le bleu.

Ces résultats montrent que le chirp est approximativement linéaire dans les deux cas de filtrage. Ceci s'explique par le fait que la modulation de phase est convertie en modulation d'amplitude par le filtre et qu'ainsi le chirp est linéarisé. Ceci est particulièrement évident dans le cas du filtrage dans le bleu, où l'amplitude du chirp a été mesurée à 200 GHz. Une telle évolution du chirp permet une possible compression des impulsions via la simple utilisation d'une fibre à compensation de dispersion, comme le montre la Figure 6.37 obtenue par simulation numérique.

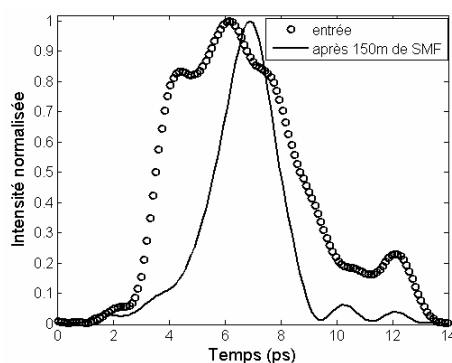


Figure 6.37 : Analyse numérique de la compression des impulsions après filtrage dans le bleu.

Cette simulation numérique a consisté à injecter dans 150 m de fibre standard les impulsions issues de la caractérisation réalisée avec le dispositif FROG à 80 GHz. La fibre a simplement été simulée via la résolution de l'équation de Schrödinger par la méthode « split step Fourier ». Les impulsions obtenues en sortie de fibre ont une largeur à mi-hauteur de 2,3 ps, les rendant compatibles avec le débit de 160 Gbit/s.

Cette analyse précise du comportement du dispositif dans chaque cas de filtrage et en fonction du débit nous a permis de mettre en évidence qu'avec un filtrage dans le bleu, même si les impulsions en sortie sont plus larges et quelque peu déformées, celle-ci peuvent être compressée simplement. De plus, les problèmes liés au patterning sont dans ce cas quasi-inexistants et des performances à 80 Gbit/s peuvent alors être envisagées [173, 174, 175].

6.4.3 Performance « système » à 80 Gbit/s

Le dispositif basé sur la technique de filtrage dans le bleu permettant la préservation de la polarité a montré précédemment sa compatibilité avec le débit de 80 Gbit/s. Des caractérisations « systèmes » constituent donc l'étape suivante pour évaluer l'efficacité de ce dispositif en tant que fonction optique pour le traitement du signal [176]. Celles-ci ont été réalisées sur la plateforme PERSYST toujours dans le cadre de la collaboration avec le RINCE de Dublin.

6.4.3.1 Montage expérimental

Puisque cette étude a pour but de caractériser le dispositif formé du SOA suivi des deux filtres en termes de performances en environnement « système » à très hauts débits et non plus d'analyser son comportement à différents débits, nous avons utilisé un montage expérimental différent de celui présenté précédemment. La Figure 6.38 présente ce nouveau montage.

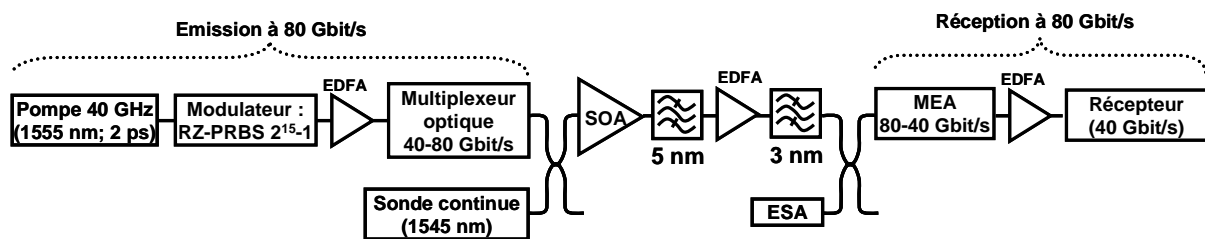


Figure 6.38 : Schéma de montage de caractérisation « système » du dispositif avec filtrage dans le bleu.

La pompe est, cette fois-ci, une source à blocage de mode passif fibrée générant, à 1555 nm, un train d'impulsions de 2 ps de largeur à mi-hauteur à 40 GHz. Ce signal est modulé électriquement à 40 Gbit/s via une séquence pseudo-aléatoire $2^{15}-1$ bits et un modulateur électro-optique LiNbO₃. Les données obtenues sont ensuite multipléxées temporellement à 80 Gbit/s via un multiplexeur à fibre. Cet ensemble constitue l'émission.

Le dispositif étudié est formé des mêmes éléments que précédemment, excepté la sonde dont la longueur d'onde est cette fois-ci fixée à 1545 nm*. Le SOA choisi est celui de Kamelian puisqu'il permet d'obtenir les impulsions les moins perturbées, d'après l'étude précédente via la technique FROG. Le décalage du filtre par rapport à la longueur d'onde centrale de sonde est de

* La longueur d'onde de pompe étant imposée par la source à blocage de mode à 1555 nm, nous n'avons pas pu assurer la relation $\lambda_{\text{pompe}} < \lambda_{\text{sonde}}$ puisque, dans ce cas, le signal de sonde se serait retrouvé en dehors de la bande C ou trop proche de la sonde pour pouvoir être correctement filtrée.

2,4 nm. Les puissances moyennes de pompe et de sonde en entrée du SOA sont respectivement fixées à 3 dBm et 5 dBm.

La réception à 80 Gbit/s est constituée d'un modulateur à électro-absorption (MEA) permettant le démultiplexage de 80 vers 40 Gbit/s ainsi que d'un récepteur à 40 GHz.

Pour mesurer la pénalité introduite par le dispositif, nous avons réalisé l'analyse du taux d'erreur binaire en fonction de l'OSNR du signal en réception en injectant, via un coupleur, du bruit issu une source d'émission spontanée amplifiée (ESA).

6.4.3.2 Caractérisation « système »

Dans un premier temps, nous avons mesuré la pénalité introduite par le dispositif à 40 Gbit/s pour comparer nos résultats avec ceux de l'état de l'art [156]. Nous avons obtenu une pénalité identique à celle précédemment mesurée, c'est-à-dire égale à 1,5 dB.

Nous avons ensuite réalisé l'étude à 80 Gbit/s. Tout d'abord, nous avons mesuré l'OSNR du signal en sortie du dispositif comprenant le SOA, les deux filtres et l'EDFA. Nous avons obtenu une valeur de 23 dB sur 2 nm ce qui est relativement peu pour un dispositif de traitement du signal optique. Ce faible OSNR est bien entendu lié au filtrage décalé qui coupe une grande partie du signal. De plus, le bruit d'ESA du SOA augmente la contribution du bruit et limite donc la valeur de l'OSNR en sortie, comme l'illustre la Figure 6.39 présentant les spectres des sondes en entrée et sortie du SOA (a) puis après les deux filtres et l'EDFA (b).

La figure (b) montre clairement que le niveau de bruit le plus critique pour la valeur de l'OSNR en sortie est apporté par l'ESA du SOA.

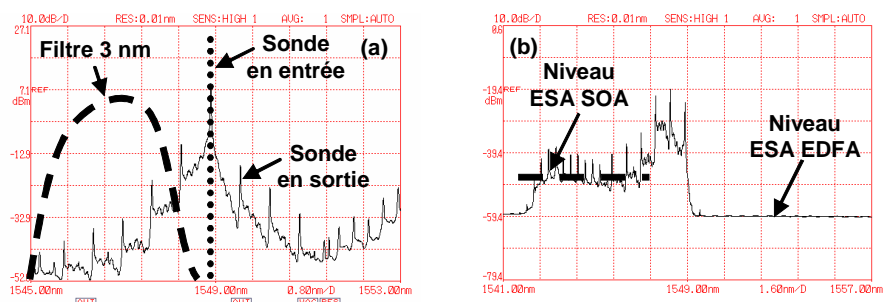


Figure 6.39 : Mise en évidence du faible OSNR en sortie du dispositif via les spectres de la sonde.
(a) : en entrée et sortie du SOA ; (b) : en sortie du dispositif.

La mesure de pénalité a ensuite été réalisée. Les résultats sont reportés sur la Figure 6.40.

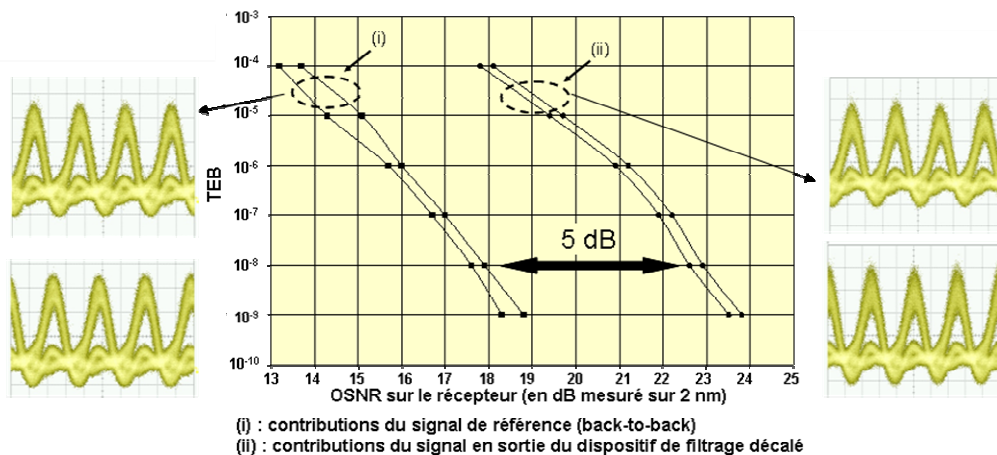


Figure 6.40 : Mesure de pénalité à 80 Gbit/s.

Cette figure présente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de l'OSNR du signal reçu pour chacun des deux flux à 40 Gbit/s, dans le cas de la référence « back-to-back » et dans le cas où le dispositif a été inséré entre l'émission et la réception.

La pénalité mesurée est de 5 dB. Celle-ci est relativement élevée et peut être en partie expliquée par le faible OSNR. Celui-ci en sortie du dispositif a en effet été mesuré à 23 dB sur 2 nm alors que, dans le cas du signal de référence (back-to-back), l'OSNR est de 33 dB.

Ces pénalités peuvent également être expliquées par le problème de patterning. Nous avons en effet remarqué, via les mesures du cas du filtrage dans le bleu avec le dispositif FROG, que l'amplitude des impulsions à 80 Gbit/s était plus faible qu'aux autres débits. Or, ces mesures via la technique FROG ont été réalisées avec une séquence de 2^7-1 bits alors que la pénalité a été déterminée avec une séquence de $2^{15}-1$. Dans ce cas, le problème de patterning peut alors être accentué.

Enfin, notons que même si la pénalité mesurée est relativement élevée, nous ne mesurons pas de plancher d'erreurs rédhibitoire.

De plus, cette pénalité pourrait probablement être diminuée en utilisant un filtrage optimal avec un taux de réjection excellent ainsi qu'une forme et une largeur totalement adaptée à l'application. Une réelle optimisation des puissances, évitant les effets de patterning et assurant le plus grand niveau de signal en sortie, pourrait alors une fois de plus améliorer le résultat.

Cependant, le niveau d'OSNR devra obligatoirement être amélioré si des applications à 160 Gbit/s sont envisagées. En effet, à ce débit, un OSNR de 23 dB correspond à un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-8} . Ainsi, dans ce cas, un plancher d'erreurs serait mesuré à 160 Gbit/s, c'est-à-dire qu'une transmission sans erreur serait impossible sans code correcteur d'erreurs.

Notons enfin que, même si ce type de dispositif a pu montrer d'intéressantes capacités régénératives à 10 Gbit/s avec le filtrage dans le rouge [177, 178], la dépendance de cette technique au patterning compromet son utilisation en tant que régénérateur aux très hauts débits.

Un tel dispositif constitue donc un excellent convertisseur en longueur d'onde à bas débit via l'utilisation du filtrage dans le rouge et à haut débit via filtrage dans le bleu. La limitation de l'OSNR en sortie ne permet cependant pas d'envisager de l'utiliser en tant que régénérateur. Il pourrait néanmoins être associé à un second type de convertisseur en longueur d'onde permettant l'amélioration de l'OSNR. De plus, l'utilisation en régime 3R pourrait également offrir d'intéressants résultats.

En résumé, nous avons présenté dans ce chapitre la problématique d'accès aux hauts débits des fonctions optiques de traitement du signal à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs.

Nous avons tout d'abord présenté les différentes techniques permettant de raccourcir le temps de récupération inter-bande du gain des SOA, montrant que ces différents procédés n'offrent pas, pour l'instant, la possibilité de le rendre compatible avec les débits supérieurs à 40 Gbit/s. Nous avons également évoqué la problématique de mesure de cette grandeur et avons exposé l'état de l'art, en termes d'avantages et inconvénients, des techniques jusqu'alors proposées et utilisées.

Au vu de ces résultats, nous avons poursuivi nos travaux par une étude de nouvelles architectures de convertisseurs en longueur d'onde. Nous avons alors étudié une fonction commerciale, nommée TASR pour Tunable All-optical Signal Regenerator, basée sur l'architecture du NOLM-SOA. Nous n'avons malheureusement pas obtenu de résultats probants avec ce dispositif. Il s'est en effet avéré peu compatible avec les applications de régénération, offrant une fonction caractéristique n'ayant pas une forme en « S » et présentant des pénalités trop élevées.

Nos travaux se sont ensuite concentrés sur l'analyse et l'utilisation de la technique de filtrage décalé. Nous avons tout d'abord approfondi l'étude de l'amélioration du processus de modulation de gain croisée par décalage du filtre. Pour cela nous avons fait varier les différents paramètres et notamment le centrage du filtre par rapport à la longueur d'onde centrale du spectre de sonde. Nous avons compris que les meilleurs résultats étaient obtenus dans le cas d'un filtrage décalé dans le bleu, prenant ainsi avantage à la fois des phénomènes rapides intra-bandes ainsi que de la variation rapide du chirp rouge. Cependant, cette technique entraîne une inversion de la polarité du signal, accompagnée d'une limitation du taux d'extinction.

Enfin, nous avons étudié la technique de filtrage décalé permettant la conservation de la polarité du signal. Cette technique a été précisément analysée à différents débits en termes de taux d'erreur binaire et de forme des impulsions, notamment via un dispositif FROG. Ceci nous a permis de mettre en évidence le problème de patterning non-linéaire présent lors du décalage du filtrage dans le rouge et quasi inexistant dans le cas du filtrage dans le bleu. Le dispositif basé sur ce filtrage des courtes longueurs d'onde a donc été caractérisé plus précisément en environnement « système » à 80 Gbit/s. Il s'est avéré que sa principale limitation est due au faible OSNR du signal en sortie dégradé par le filtrage décalé et par l'ESA du SOA.

Cette technique s'avère tout de même très prometteuse pour l'accès aux très hauts débits puisqu'elle a permis une conversion de longueur d'onde sans erreur à 80 Gbit/s. Elle offre de plus tous les avantages liés au SOA (insensibilité à la polarisation, faible consommation, compacité et compatibilité avec l'optique intégrée), en s'affranchissant de son principal inconvénient (la limitation face au débit). Associée à un autre type de dispositif, notamment améliorant l'OSNR, elle pourrait potentiellement permettre des applications de régénération.

Conclusion

Cette seconde partie a été dédiée à la présentation des études menées et des résultats obtenus au cours de cette thèse. En effet, après avoir, dans la première partie de ce manuscrit, expliqué la problématique et le contexte du travail de cette thèse et notamment les principaux concepts et principes fondamentaux régissant la conversion de longueur d'onde et la régénération tout-optique, nous avons, dans cette seconde partie, présenté les différents travaux réalisés pour répondre à l'objectif fixé par cette thèse, c'est-à-dire l'étude de portes optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour le traitement du signal à très haut débit.

Ainsi, le chapitre 4 a été consacré à l'élément clé des portes optiques étudiées, c'est-à-dire l'amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA).

Dans un premier temps, quelques généralités sur ce composant ont été rappelées, puis les modèles numériques utilisés dans ces travaux de thèse ont été décrits. Enfin, une approche expérimentale a été présentée, exposant les différents bancs de couplages utilisés au cours des manipulations et expliquant les différents principes de caractérisation d'un SOA.

Le chapitre 5 a ensuite présenté l'étude d'une fonction optique originale pour la régénération 3R basée sur deux convertisseurs en longueur d'onde : un miroir à boucle optique non-linéaire à base de SOA (NOLM-SOA) et un double étage de SOA (DSSOA).

Les deux portes optiques non-linéaires constituant ce dispositif ont tout d'abord été étudiées séparément. Leurs principes respectifs de fonctionnement ont été explicités, puis leurs caractérisations pour déterminer leur spécificité en environnement « système » ont été réalisées et ainsi leurs réglages optimums en vue de leur association pour former un régénérateur 3R complet ont été déterminés.

Les deux configurations basées sur leur association, c'est-à-dire DSSOA suivi du NOLM-SOA et inversement, ont été ensuite étudiées. Nous avons montré que celle offrant les meilleurs résultats comprend le NOLM-SOA en tête suivi du DSSOA. Cette configuration nous a permis de réaliser une transmission sans erreur de 100 000 km à 10 Gbit/s via une expérience en boucle à recirculation comprenant 1000 passages dans le régénérateur. Une évolution du taux d'erreur binaire en fonction du nombre de cascade de régénérateurs a été effectuée expérimentalement, montrant une excellente adéquation avec la théorie et permettant d'assurer un taux d'erreur binaire de 10^{-8} pour un rapport signal à bruit de 24 dB, performance se situant dans l'état de l'art.

Enfin, une étude approfondie de la sensibilité à la polarisation des deux convertisseurs en longueur d'onde a été menée. Nous avons ainsi pu expliquer le fait que le NOLM-SOA est étonnamment insensible à la polarisation, contrairement au DSSOA et qu'ainsi la configuration comprenant l'interféromètre en tête de dispositif est beaucoup plus stable. Nous avons montré que la différence de sensibilité des deux dispositifs aux fluctuations de polarisation provient de la différence de configuration d'utilisation des amplificateurs à semi-conducteurs au sein de ces fonctions. Nous avons alors déterminé les configurations propices à une insensibilité à la polarisation et avons expliqué que ces différences de comportement du SOA face à la polarisation sont gouvernées par un processus de mélange d'ondes entre les signaux de pompe et de sonde.

La performance « système » du chapitre 5 ayant été obtenu au débit de 10 Gbit/s, le sixième chapitre a été consacré, quant à lui, à la montée en débit. Le principal inconvénient des amplificateurs optiques à semi-conducteurs réside en effet en leur lent temps de récupération du gain, causant le phénomène de patterning, ou interférences entre symboles, pour les débits supérieurs à 20 Gbit/s.

Dans un premier temps, nous avons donc présenté la problématique d'amélioration et de mesure de ce temps. Nous avons ainsi mis en évidence que les techniques, comme l'utilisation d'un faisceau de maintien, ne permettent a priori pas d'accéder aux débits supérieurs à 40 Gbit/s. Nous avons, de plus, montré la difficulté de réaliser des bancs de caractérisation permettant de mesurer des temps très courts, compatibles avec les temps bit des très hauts débits.

Ainsi, la suite de notre étude a été consacrée à la recherche de nouvelles techniques de conversion de longueur d'onde et ou de régénération tout-optique à très hauts débits et à base de SOA. Nous avons donc tout d'abord caractérisé un dispositif commercial nommé Tunable All-optical Signal Regenerator, devant permettre la régénération des signaux à 40 Gbit/s. Cependant cette fonction ne nous a pas permis de réaliser de performances probantes.

Nous avons donc poursuivi nos travaux par l'étude de la technique d'utilisation d'un filtrage décalé après le SOA. Dans un premier temps, cette technique a été étudiée comme amélioration du processus de modulation de gain croisée en termes de taux de compression et temps de récupération du gain. Puis, dans un second temps, nous avons, en décalant le filtre un peu plus de la longueur d'onde centrale de sonde, utilisé cette technique pour réaliser une conversion de longueur d'onde permettant de conserver la polarité des données. Dans ce cas, le processus dominant est la modulation de phase croisée convertie en modulation d'intensité par le filtrage décalé. Cette technique a été étudiée pour les deux configurations de filtrage différentes (vers les courtes et les grandes longueurs d'onde) et à plusieurs débits (10, 20, 40 et 80 Gbit/s). Des mesures de taux d'erreur binaire et de profils temporels des impulsions et de leur chirp via FROG ont permis de mettre en évidence les phénomènes physiques prédominants dans chaque cas de filtrage et ont montré une forte dépendance au débit pour le cas du filtrage dans le rouge. Enfin, une conversion de longueur d'onde à 80 Gbit/s sans erreur a ainsi pu être réalisée via un dispositif basé sur un décalage du filtre vers les courtes longueurs d'onde.

Bibliographie de la partie II

-
- [1] : V. Roncin, « Contribution à l'étude de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la régénération des signaux de télécommunications à très haut débit », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Avril 2004.
- [2] : J. C. Simon, « Contribution à l'étude de l'amplification laser dans un système de communication optique », *Thèse de doctorat d'Etat*, Université de Nice, 1983.
- [3] : J. C. Simon, « InGaAsP Semiconductor Laser Amplifiers for Single-Mode Fiber Communications », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol LT-5, N° 9, pp. 1286-1295, September 1987.
Invited paper, selected for publication in the book: "Coherent Lightwave Communications", by P. S. HENRY et S. D. PERSONICK, IEEE Press, N.Y. 1989.
- [4] : Y. Yamamoto, « Optical Receiver Sensibility Improvement by a Semiconductor Laser Preamplifier », *Electron. Lett.*, Vol. 16, pp. 233-235, 1980.
- [5] : J. C. Simon, « Semiconductor Laser Amplifier for Single Mode Optical Fiber Communications », *J. of Optical Comm. (Invited Paper)*, Vol. 4, N° 2, pp. 51-62, 1983.
- [6] : M. J. O'Mahony, « Semiconductor Laser Optical Amplifiers for Use in Future fiber Systems », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 6, pp. 531-544, 1988.
- [7] : N. A. Olsson, « Lightwave System With Optical Amplifiers », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 7, N° 7, pp. 1071-1082, 1989.
- [8] : T. Saitoh, T. Mukai, « Recent Progress in Semiconductor Laser amplifiers », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. 6, N° 11, pp. 1656-1663, 1988.
- [9] : J. C. Simon, P. Doussi re, P. Lamouler, I. Valiente, F. Riou, « Travelling Wave Semiconductor Optical Amplifier with Reduced Nonlinear Distorsions », *Electron. Lett.*, vol. 30, N° 1, pp. 49-50, 1994.
- [10] : J. C. Simon, « Polarisation characteristics of a travelling-wave-type AlGaAs semiconductor laser amplifier », *Electron. Lett.*, Vol. 18, pp. 438-439, May 1982.
- [11] : J. C. Simon, B. Landousies, Y. Bossis, P. Doussi re, B. Fernier, and D. Padioleau, « Gain, polarization sensitivity, and saturation power of 1.5 μm near travelling-wave semiconductor laser amplifier », *Electron. Lett.*, Vol. 23, N° 7, pp. 332-334, 1987.
- [12] : P. Doussi re, P. Garabedian, C. Graver, D. Bonnerie, T. Fillion, E. Derouin, M. Monnot, J. G. Provost, D. Leclerc, M. Klenk, « 1.55 μm Polarisation Independent Semiconductor Optical Amplifier with 25 dB Fiber to Fiber Gain », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, N° 2, pp. 170-172, February 1994.

- [13] : M. Guégan, « Etude d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs en vue de leurs applications dans les systèmes de télécommunications », *Thèse de doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale*, ENIB, Brest, Décembre 2001.
- [14] : R. Boula-Picard, « Contribution à l'étude des amplificateurs optiques à semiconducteurs pour applications analogiques », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Juillet 2004.
- [15] : N. Buldawoo, « Module d'émission-réception pour communications optiques à base d'amplificateur optique à semi-conducteur », *Thèse de doctorat de l'université de Montpellier II*, Décembre 1999.
- [16] : F. Riou, « Modélisation et caractérisation d'un amplificateur optique à semiconducteurs avec adaptateurs de mode », *Thèse de doctorat de l'université des sciences de Saint Etienne*, Février 1994.
- [17] : C. Kittel, « Physique de l'état solide », Dunod Université, 7^{ème} édition, 1998.
- [18] : H. Mathieu, « Physique des semiconducteurs et des composants électroniques », Masson, 1996.
- [19] : G. P. Agrawal, N. K. Dutta, « Long-wavelength semiconductor lasers », Van Nostrand Reinhold Electrical/Computer Science and Engineering Series, 1986.
- [20] : E. Rosencher, B. Vinter, « Optoélectronique », Masson, Paris, 1998.
- [21] : A. Yariv, P. Yeh, « Optical Waves in Crystals », Wiley&Sons, New York, 1984.
- [22] : A. Yariv, « Introduction to optical electronics », Saunders College Publishing, Holt Rienhart and Winston Inc., Fourth Edition, 1991.
- [23] : B. E. A. Saleh, M. V. Teich, « Fundamentals of photonics », Wiley Interscience, New York, 1991.
- [24] : A. Einstein, « On the quantum theory of radiation », *Physikalische Zeitschrift*, Vol. 18, pp. 121-128, 1917.
- [25] : M. G. A. Bernard, B. Duraffourg, « Laser conditions in semiconductors », *Phys. Stat. Sol.*, Vol. 1, pp 699-703, 1961.
- [26] : R. Ludwig and al., « Multisection Semiconductor Laser Structures for Optical Travelling Wave Amplifiers », *Topic. Meetig Optical Amplifiers and their Applications (OAA'90)*, Monterey (USA), pp. 86-89, 1990.
- [27] : C. Weisbuch, B. Vinter, « Quantum Semiconductor Structures », Fundamentals and Applications, Academic Press, Inc., 1991.
- [28] : C. Ware, « Récupération d'horloge par boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes dans un amplificateur optique à semi-conducteurs », *Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*, ENST, Paris, Décembre 2003.
- [29] : G. Eisenstein, R. M. Jopson, R. A. Linke, C. A. Burrus, U. Koren, M. S. Whalen, K. L. Hall, « Gain measurement of InGaAsP 1,5- μ m optical amplifiers », *Electron. Lett.*, Vol. 21, N° 23, pp. 1076-1077, 1985.
- [30] : T. Saitoh and T. Mukai, « Low-noise 1.5- μ m GaInAsP TW optical amplifier with high saturation output power », *10th IEEE Int. Semiconductor Laser Conf.*, PD-5, Kanazawa (Japan), 1986.

- [31] : M. B. O'Mahomy, I. W. Marshall, H. J. Westlake, and W. G. Stallard, « Wide-band 1,5- μm optical receiver using travelling-wave laser amplifier », *Electron. Lett.*, Vol. 22, N° 23, pp. 1238-1240, 1986.
- [32] : C. Vassallo, « Theory and practical calculation of antireflection coatings on semiconductor laser diode optical amplifiers », *IEE Proceedings*, Vol. 137, N° 4, pp. 193-202, 1990.
- [33] : J. C. Simon, « Polarisation characteristics of very low reflectivity coatings for semiconductor laser amplifiers », *European Conference on Optical Communication (ECOC'86)*, pp. 249-252, Barcelone (Espagne), September 1986.
- [34] : R. Prakasam, S. Fox, B. P. Gopalan, S. Kareenahalli, P. J. S. Heim, M. Dagenais, « Practical Approach to Design and Fabrication of Antireflection Coatings for Semiconductor Optical Amplifiers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 8, N° 4, pp. 509-511, 1996.
- [35] : Y. Yakamoto, « Coherence, Amplification, and Quantum Effects in Semiconductor Lasers », Edited by Yoshihisa Yamamoto, Wiley-Interscience Publication, John Wiley&Sons, Inc., New York, 1991.
- [36] : D. Z. Garbuzov and al., « High-power (1W, CW) single-lobe operation of LPE-Grown GaInAsP/GaInP ($\lambda=0.8 \mu\text{m}$) separate-confinement single-quantum-well broad-area lasers », *Electron. Lett.*, Vol. 25, N° 18, August 1989.
- [37] : I. Cha, M. Kitamura, I. Mito, « 1.5 μm band travelling wave semiconductor optical amplifiers with window facet structure », *Electron. Lett.*, Vol. 25, N° 3, February 1989
- [38] : D. Sigogne, A. Ougazzaden, D. Meichenin, B. Mersali, A. Carencio, J. C. Simon, I. Valiente, C. Vassallo, L. Billes, « 1.55 μm polarisation insensitive InGaAsP strained MQW optical amplifier integrated with short spot-size converters », *Electron. Lett.*, Vol. 32, N° 15, pp. 1403-1405, 1996.
- [39] : C. E. Zah, R. Bhat and al., « 1.5 μm InGaAsP angle-facet flared-waveguide travelling wave laser amplifiers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 2, N° 1, January 1990.
- [40] : P. Doussi re, P. Garabedian, C. Graver, E. Derouin, E. Gaumont-Goarin, G. Michaud, R. Meilleur, « Tapered active stripe for 1.5 μm InGaAsP/InP strained multiple quantum well lasers with reduced beam divergence », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 64, N° 5, pp. 539-541, 1994.
- [41] : Y. Inaba, M. Kito, T. Nishikawa, M. Ishino, Y. Matsui, « Multiquantum-well lasers with tapered active stripe for direct coupling to single mode fiber », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, N° 6, pp. 722-724, 1997.
- [42] : C. Vassallo, « Analysis of tapered mode transformers for semiconductor optical amplifiers », *Optical and Quantum Electron.*, Vol. 26, pp. 235-248, 1994.
- [43] : J. Mark, J. Mork, « Subpicosecond gain dynamics in InGaAsP optical amplifiers: Experiment and theory », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 61, N° 19, pp. 2281-2283, November 1992.
- [44] : B. N. Gomati, A. P. DeFonzo, « Theory of Hot Carrier Effects on Nonlinear Gain in GaAs-GaAlAs Lasers and amplifiers », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 26, N° 10, pp. 1689-1704, October 1990.
- [45] : M. Willatzen, A. Uskov, J. Mork, H. Olesen, B. Tromborg, A. P. Jauho, « Nonlinear Gain Suppression in Semiconductor Lasers Due to Carrier Heating », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 3, N° 7, pp. 606-609, July 1991.
- [46] : D. Bimberg, J. Mycielski, « The recombination induced temperature change of nonequilibrium charge carriers », *J. Phys. C*, VOL. 19, pp. 2363-2373, 1986.

- [47] : M. S. Stix, M. P. Kesler, E. P. Ippen, « Observations of subpicosecond dynamics in GaAlAs laser diodes », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 48, N° 25, pp. 1722-1724, June 1986.
- [48] : B. C. Thomsen, L. P. Barry, J. M. Dudley, and J. D. Harvey, « Ultrahigh Speed All-Optical Demultiplexing on Two-Photon Absorption in a Laser Diode », *Electron. Lett.*, Vol. 34, pp. 1871-1872, September 1998.
- [49] : J. Mork, and J. Mark, « Carrier Heating in InGaAsP Laser Amplifiers due to Two Photon Absorption », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 64, N° 17, pp. 2206-2208, April 1994
- [50] : L. Occhi, Y. Ito, L. Schares, J. Eckner, G. Guekos, « Intraband Gain Dynamics in Bulk Semiconductor Optical Amplifiers : Measurements and Simulations », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 38, N°1, pp. 54-60, January 2002.
- [51] : K. L. Hall *et al.*, « Femtosecond gain dynamics and saturation behaviour in InGaAsP multiple quantum well optical amplifiers », *App. Phys. Lett.*, Vol. 57, N° 27, pp. 2888-2890, December 1990.
- [52] : P. Borri, S. Scaffetti, J. Mork, W. Langbein, J. M. Hvam, A. Mecozzi, F. Martelli, « Measurement and calculation of the critical pulsewidth for gain saturation in semiconductor optical amplifiers », *Optics Com.*, Vol. 164, pp. 51-55, June 1999.
- [53] : G. P. Agrawal, « Self-Phase Modulation and Spectral Broadening of Optical Pulses in Semiconductor Laser Amplifiers », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 25, pp. 2297-2306, 1989.
- [54] : I. Valiente, J. C. Simon, M. Le Ligne, « Theoretical analysis of semiconductor optical amplifier wavelength shifter », *Electron. Lett.*, Vol. 29, N° 5, March 1993.
- [55] : F. Ginovart, J. C. Simon, « Gain recovery dynamics in semiconductor optical amplifier », *Optics Comm.*, Vol. 199, N° 111-115, November 2001.
- [56] : C. H. Henry, « Theory of Linewidth of Semiconductor Lasers », *J. Quantum Electron.*, Vol. QE-18, N° 2, pp. 259-264, February 1982.
- [57] : C. Vassallo, « Circular Fourier analysis of full Maxwell equations for arbitrarily shaped dielectric waveguides-application to gain factors of semiconductor laser waveguides », *J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-8, N°11, pp. 1723-1729, 1990.
- [58] : I. et M. Joindot et douze co-auteurs, « Les télécommunications par Fibres Optiques », Dunod 1996.
- [59] : C. Gosset, « Etude du mélange à quatre ondes dans les structures semi-conductrices actives pour l'application à la régénération tout-optique », *Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*, Chapitre 2, pp. 31-52, Paris, 2002.
- [60] : I. Valiente, L. Lablonde, J. C. Simon, L. Billes, « Effects of Amplified Spontaneous Emission on Gain Recovery Dynamics of Semiconductor Optical Amplifiers », *Optical Amplifiers and their Applications (OAA'96)*, Monterrey (USA), 1996.
- [61] : F. Ginovart, J. C. Simon, « Gain dynamics studies of a semiconductor optical amplifier », *J. Opt. A : Pure Appl. Opt.*, Vol. 4, pp. 283-287, 2002.
- [62] : M Amaya, A. Sharaiha, F. Ginovart, « Comparison between co- and counter-propagative optical injection near the transparency wavelength on SOA static and dynamic performances », *Optics Comm.*, 2004.
- [63] : J. C. Simon, L. Lablonde, I. Valiente, L. Billes, P. Lamouler, « Two-stage wavelength converter with improved extinction ratio », *Optical Fiber Communication Conference (OFC'95)*, PD15-2, San Jose (USA), 1995.

- [64] : F. Ginovart, J. C. Simon, « Analysis of semiconductor optical amplifier based double-stage all-optical wavelength converter with improved extinction ratio », *Optics Comm.*, Vol. 241, N° 4-6, pp. 391-397, November 2004.
- [65] : G. Girault, F. Ginovart, V. Roncin, J.C. Simon, « Modeling of a novel optical 3R regenerator using a cascade of SOA based NOLM and double-stage wavelength converters », oral communication, *C.L.E.O.-EQEC 2005*, oral session EA2 « Mode-locking and system aspects of semiconductor lasers and amplifiers », proceedings EA2-5-THU, Munich (Allemagne), June 2005.
- [66] : P. N. Pennington, R. F. Ormondroyd, « Large Signal Modulation Response of Monolithic Active Integrated Optic Waveguides », *IEE Proc. J*, Vol. 137, pp. 11-20.
- [67] : R. F. Ormondroyd, P. N. Pennington, M. C. Perkins, « Nonlinear static characteristics of monolithic active integrated-optic waveguides », *IEE Proc. J*, Vol. 136, N° 1, pp. 59-71, 1989.
- [68] : T. Durhuus, B. Mikkelsen, K. E. Stubkjaer, « Detailed Dynamic Model for Semiconductor Optical Amplifiers and Their Crosstalk and Intermodulation Distortion », *J. Lighthwave Technol.*, Vol. 12, N°10, pp. 1056-1065, August 1992.
- [69] : D. Marcus, « Computer model of an injection laser amplifier », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 19, pp. 63-73, 1983.
- [70] : M. J. Adams, J. V. Collins, I. D. Hennings, « Analyse of semiconductor laser optical amplifiers », *IEEE Proc.*, Vol. 132, pp. 58-63, 1985.
- [71] : T. P. Pearsall, « GaInAsP Alloy Semiconductors », New York :Wiley, pp. 456-457, 1982.
- [72] : M. Asada, Y. Suematsu, « Density-Matrix Theory of semiconductor Lasers with Relaxation Broadening Model-Gain and Gain-Suppression in Semiconductor Lasers », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 21, pp. 434-442, 1985.
- [73] : S. L. Chuang, J. O'Gorman, A. F. J. Levi, « Amplified Spontaneous Emission and Carrier Pinning in Laser Diodes », *J. Quantum Electron.*, Vol. 19, N° 6, pp. 1631-1639, June 1993.
- [74] : L. G. Cohen and M. V. Schneider, « Microlense for coupling junction lasers to optical fibers », *Applied Optics*, Vol. 13, pp. 89-94, January 1974.
- [75] : P. Chanclou, « Etude théorique et expérimentale d'optiques de couplage destinées à la réalisation de modules optoélectroniques multivoies d'émission et de réception », *Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes I*, 1999.
- [76] : M. Thual, P. Chanclou, O. Gautreau, L. Caledec, C. Guignard and P. Besnard, « Appropriate Microlens to improve coupling between Laser Diode and Singlemode Fibres », *Electron. Lett.*, Vol. 39, N° 21, pp. 1504-1505, ISSN 0013-5194, October 2003.
- [77] : G. Moreau, « Contribution à la caractérisation des propriétés optiques de guides planaires à boîtes quantiques InAs/InP(311)B émettant à 1,55 μm », *Thèse de doctorat de l'Université de Rennes I*, ENSSAT, Lannion, Avril 2005.
- [78] : H. M. Presby, C. A. Edward, « Near 100% efficient fiber microlenses », *Electron. Lett.*, Vol. 26, N° 6, pp. 582-584, 1992.
- [79] : S. Bigo, « Traitement de signal tout-optique pour la transmission à très haut débit de solitons par fibre optique », *Thèse de doctorat de l'Université de Franche-Comté*, chapitre II, paragraphe II.1.4, Décembre 1996.
- [80] : E. J. Post, « Sagnac effect », *Reviews of Modern Physics*, Vol. 39, N° 2, April 1967.

- [81] : M. G. Kane, I. Glesk, J. P. Sokoloff, and P. R. Prucnal, « Asymmetric optical loop mirror : analysis of an all-optical switch », *Applied Optics*, vol. 33, pp. 6833-6842, 1994.
- [82] : M. Eiselt, W. Pieper, and H. G. Weber, « Decision gate for all-optical retiming using a semiconductor laser amplifier in a loop mirror configuration », *Electron. Lett.*, Vol. 29, pp. 107–109, January 1993.
- [83] : H. Soto-Ortiz, D. Erasme, « Modelisation of the switching behaviour of semiconductor optical amplifiers », *Opt. And Quantum Electron.*, Vol. 28, pp. 669-682, 1996.
- [84] : H. Soto Ortiz, « Dynamique des amplificateurs optiques à semi-conducteur massifs », *thèse de doctorat de l'Ecole nationale Supérieure des Télécommunications*, 96E005, Paris, 1996.
- [85] : W. M. Wong, K.J. Blow, « Travelling-wave model of semiconductor optical amplifier based non-linear loop mirror », *Opt. Com.*, Vol. 215, pp.169-184, 2003.
- [86] : B. Lavigne, D. Chiaroni, L. Hamon, C. Janz, A. Jourdan, « Experimental analysis of SOA based 2R and 3R optical regeneration for future WDM networks », *Optical Fiber Communication (OFC'98)*, San Jose (USA), pp.324-325, 1998.
- [87] : I. D. Phillips, A. Gloag, P. N. Kean, N. J. Doran, I. Bennion, « Simultaneous demultiplexing, data regeneration, and clock recovery with a single semiconductor optical amplifier-based nonlinear-optical loop mirror », *Optics. Lett.*, Vol. 22, N°17, pp.1326-1328, September 1997.
- [88] : G. Gavioli, *et al.*, « Investigation of transmission with cascaded all-optical 3R regenerators and variable inter-regenerator spacing », *Electron. Lett.*, vol. 41, N° 3, pp. 146-148, 2005.
- [89] : V. Roncin, G. Girault, J. C. Simon, « Etude d'une porte optique régénératrice pour transmissions NRZ à 10 Gb/s constituée d'un interféromètre non linéaire de type NOLM avec amplificateur à semi-conducteur », *22^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG'03)*, Session orale N°4 « Systèmes de télécommunication », Actes de la conférence pp. 91-93, Valence (France), Novembre 2003.
- [90] : L. Bramerie, « Etude de la régénération optique dans les systèmes de transmission à très haut débit », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Décembre 2004.
- [91] : F. Ginovart, J-C. Simon, « Theoretical analysis of a semiconductor optical amplifier based multi-stage wavelength converter », *Laser & Electro-Optics Society (LEOS'04)*, Rio Grande (Puerto Rico), 2004.
- [92] : D. Wolfson, A. Kloch and T. Fjelde, « Detailed investigation of cascability of SOA based gate for all-optical switching », *European Conference on Optical Communication (ECOC'00)*, Munich (Allemagne), September 2000.
- [93] : T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, K. E. Stubkjaer, « All-optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, pp. 942-954, June 1996.
- [94] : M. Gay, « Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit », *Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, ENSSAT, Lannion, Février 2006.
- [95] : P. Ohlen and E. Bergling, « Noise Accumulation and BER Estimates in Concatenated Nonlinear Optoelectronic Repeaters », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 9, pp. 1011-1013, 1997.

- [96] : L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, V. Roncin, S. Fève, J-C. Simon : « Performance of a Polarization Insensitive 3R Optical Regenerator Based on a new SOA-NOLM Architecture », *30th European Conference on Optical Communications (ECOC'04)*, oral communication session We2.5 « Optical regeneration », paper We2.5.2, proceedings Vol. 3, pp. 378-379, Stockholm (Suède), September 2004.
- [97] : G. Girault, M. Gay, L. Bramerie, V. Roncin, J-C. Simon, « Performance d'un régénérateur optique à base de SOA, insensible à la polarisation », *23^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG'04)*, communication orale session orale V « Systèmes de télécommunication », papier 505, recueil des communications pp. 88-90, Paris (France), Octobre 2004.
- [98] : M. Gay, L. Bramerie, G. Girault, V. Roncin, J. C. Simon, « Experimental study of reshaping retiming gates for 3R regeneration », *1st Optical Networks & Technologies Conference (OpNeTec'04)*, proceedings pp. 545-551, Pise (Italie), September 2004.
- [99] : L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, V. Roncin, S. Fève, F. Ginovart, M-L. Charès, J-C. Simon, « Etude numérique et expérimentale de l'évolution du taux d'erreurs binaires au passage dans un régénérateur optique », *23^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG'04)*, session affiches II, article B24, recueil des communications pp. 324-326, Paris (France), Octobre 2004.
- [100] : M. Gay, L. Bramerie, J-C. Simon, V. Roncin, G. Girault, B. Clouet, S. Lobo, S. Fève, T. Chartier, M. Joindot, « 2R and 3R optical regeneration : from device to system characterization », *32th European Conference on Optical Communications (ECOC'06)*, papier invité session Tu1.3 « Optical regeneration », paper Tu1.3.1, proceedings Vol. 2, pp. 1-3, Cannes (France), September 2006.
- [101] : W. Wang, K. Allaart, D. Lenstra, « Semiconductor optical amplifier gain anisotropy : confinement factor against material gain », *Electron. Lett.*, Vol. 40, N° 25, December 2004.
- [102] : G. P. Agrawal, « Population pulsations and nondegenerate four-wave mixing in semiconductor lasers and amplifiers », *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 5, N° 1, pp. 147-158, January 1988.
- [103] : W. Shieh, S. H. Huang, A. E. Willner, « A Polarization-Independent and Contrast-Ratio-Enhancing Module for All-Optical Wavelength Shifting Using SOA », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 8, N° 4, pp. 533-535, April 1996.
- [104] : R. J. Manning, D. A. O. Davies, « Three-wavelength device for all-optical signal processing », *Opt. Lett.*, Vol. 19, N° 12, pp. 889-891, June 1994.
- [105] : G. Talli, M. J. Adams, « Gain recovery acceleration in semiconductor optical amplifiers employing a holding beam », *Optics Comm.*, Vol. 245, pp. 363-370, 2005.
- [106] : M. T. Hill, E. Tangdiongga, H. de Waardt, G. d. Khoe, H. J. S. Dorren, « Carrier recovery time in semiconductor optical amplifiers that employ holding beams », *Optics. Lett.*, Vol. 27, N° 18, pp. 1625-1627, September 2002.
- [107] : M. A. Dupertuis, J. L. Pleumeekers, T. P. Hessler, P.E. Selbmann, B. Deveaud, B. Dagens, J. Y. Emery, « Extremely Fast High-Gain and Low-Current SOA by Optical Speed-up at Transparency », *Photon. Technol. Lett.*, Vol. 12, N° 11, pp. 1453-1455, November 2000.
- [108] : R. Inohara, K. Nishimura, M. Tsurusawa, M. Usami, « Experimental Analysis of Cross-Phase Modulation and Cross-Gain Modulation in SOA-Injecting CW Assist Light », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 15, N° 9, pp. 1192-1194, September 2003.

- [109] : J. L. Pleumeekers, M. Kauer, K. Dreyer, C. Burrus, « Acceleration of Gain Recovery in Semiconductor Optical Amplifiers by Optical Injection Near Transparency Wavelength », *Photon. Technol. Lett.*, Vol. 14, N° 1, pp. 12-14, January 2002.
- [110] : P. J. A. Thijs, L. F. Tiemeijer, J. J. M. Binsma, T. Van Dongen, « Progress in long-wavelength strained layer InGaAs(P) quantum-well semiconductor lasers and amplifiers », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 30, pp 477-499, April 1994.
- [111] : M. Sugawara, « Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifiers », *Optical Fiber Communication Conference (OFC'03)*, Invited paper ThO3, Atlanta (USA), Vol. 2, pp. 537-538, March 2003.
- [112] : A. Reale, A. Di Carlo, P. Lugli, D. Campi, C. Cacciatore, A. Stano, G. Fornuto, « Study of gain compression Mechanism in Multi-Quantum-Well $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$ Semiconductor Optical Amplifiers », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 35, N° 11, November 1999.
- [113] : A. Di Carlo, A. Reale, L. Tocca, P. Lugli, « Polarisation-Independent δ -strained semiconductor optical amplifiers: A tight-binding study », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 34, pp. 1730-1739, 1999.
- [114] : S. M. Wan, H. K. Tsang, Y. S. Su, C. F. Lin, « Inhibiting Pattern-Effects in Semiconductor Optical Amplifier using Carrier Reservoir in an Asymmetrical Multiple Quantum Well Structure », *Optical Fibers Communication Conference (OFC'06)*, OWI85, Anaheim (USA), March 2005.
- [115] : L. Zhang, I. Kang, A. Bhardwaj, N. Sauer, S. Cabot, J. Jaques, D. T. Neilson, « Reduced Recovery Time Semiconductor Optical Amplifier Using p-Type-Doped Multiple Quantum Wells », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, N° 22, November 2006.
- [116] : M. Sugawara, N. Hatori, M. Ishida, H. Ebe, Y. Arakawa, T. Akiyama, K. Otsubo, T. Yamamoto, Y. Nakata, « Recent progress in self-assembled quantum-dot optical devices for optical telecommunication : temperature-insensitive 10 Gb s⁻¹ directly modulated lasers and 40 Gb s⁻¹ signal-regenerative amplifiers », *J. Phys. D : Appl. Phys.*, Vol. 38, pp. 2126-2134, June 2005.
- [117] : G. Moreau, « Contribution à la caractérisation des propriétés optiques de guides planaires à boîtes quantiques InAs/InP(311)B émettant à 1,55 μm », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, ENSSAT, Lannion, Avril 2005.
- [118] : D. G. Deppe, H. Huang, and O. B. Shchekin, « Modulation characteristics of quantum dot lasers : The influence of p type doping and the electronic density of states on obtaining high speed », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 38, pp. 1587–1594, December 2002.
- [119] : P. Bhattacharya, S. Ghosh, S. Pradhan, J. Singh, Z. K. Wu, J. Urayama, K. Kim, T. B. Norris, « Carrier dynamics and high speed modulation properties of tunnel injection InGaAs/GaAs quantum dot lasers », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 39, N° 8, pp. 952–962, August 2003.
- [120] : T. Akiyama, H. Kuwatsuka, T. Simoyama, Y. Nakata, K. Mukai, M. Sugawara, O. Wada, H. Ishikawa, « Nonlinear Gain Dynamics in Quantum-Dot Optical Amplifiers and Its Application to Optical Communication Devices », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 37, N° 8, August 2001.
- [121] : M. Van der Poel, E. Gehrig, O. Hess, Dan Birkedal, J. M. Hvam, « Ultrafast Gain Dynamics in Quantum-Dot Amplifiers : Theoretical Analysis and Experimental Investigations », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 41, N° 9, September 2005.

- [122] : T. Kita, N. Tamura, O. Wada, M. Sugawara, Y. Nakata, H. be, Y. Arakawa, « Artificial control of optical gain polarization by straking quantum dot layers », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 88, pp. 211106 1-3, May 2006.
- [123] : F. Girardin, G. Guekos, A. Houbavlis, « Gain Recovery of Bulk Semiconductor Optical Amplifiers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, N° 6, June 1998.
- [124] : S. Haykin, « Communication systems », *Wiley, 3rd edition*, pp. 242–249, 1994.
- [125]: R. Trebino, « Frequency-Resolved Optical Gating : Measurement of Ultrashort Laser Pulses », *R. Trebino, Ed. Norwell, MA : Kluwer*, 2002.
- [126] : D. J. Kane and R. Trebino, « Characterization of arbitrary femtosecond pulses using frequency-resolved optical gating », *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. 29, N° 2, pp. 571–579, 1993.
- [127] : B. Kohler, V.V. Yakovlev, K.R. Wilson, J. Squier, K.W. DeLong, and R. Trebino, « Phase and intensity characterization of femtosecond pulses from a chirped pulse amplifier by frequency-resolved optical gating », *Optics Letters*, Vol. 20, pp. 483–485, 1995.
- [128] : J. M. Dudley, L. P. Barry, J. D. Harvey, M. D. Thomson, B. C. Thomsen, P. G. Bollond, R. Leonhardt, « Complete characterization of ultrashort pulse sources at 1550 nm », *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. 34, N° 4, pp. 441–450, 1999.
- [129] : P. A. Lacourt, M. Hanna, J. Dudley, « Broadband and Ultrasensitive Pulse Characterization using FROG via FWM in a Semiconductor Optical Amplifier », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, N° 1, January 2005.
- [130] : K. DeLong, R. Trebino, J. Hunter, W. White, « Frequency-Resolved Optical Gating Using Second-Harmonic Generation », *J. Opt. Soc. Am. B*, 1994.
- [131]: R. Trebino, K. DeLong, D. Fittinghoff, J. Sweetser, M. Krumbügel, B. Richman, D. Kane, « Measuring ultrashort laser pulses in the time-frequency domain using frequency resolved optical gating », *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 68, pp. 3277-3295, 1997.
- [132] : Y. Yang, N. P. Galatsanos, H. Stark, « Projection-based blind deconvolution », *J. Opt. Soc. Am. A*, Vol. 11, pp. 2401-2409, 1994.
- [133] : J. H. Seldin, J. R. Fienup, « Iterative blind deconvolution algorithm applied to phase retrieval », *J. Opt. Soc. Am. A*, Vol. 7, pp. 428-433, 1990.
- [134] : D. Kane, G. Rodriguez, A. J. Taylor, T. S. Clement, « Simultaneous measurement of two ultrashort laser pulses from a single spectrogram in a single shot », *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 14, pp. 935-942, 1997.
- [135] : D. Kane, « Recent process toward real-time measurement of ultrashort laser pulses », *IEEE Quantum Electron*, Vol. 35, pp. 421-431, 1999.
- [136] : C. Dorrer, « Investigation of the spectrogram technique for the characterization of picosecond optical pulses », *Optical Fibers Communication Conference (OFC'05)*, OtuB3, Anaheim (USA), March 2005.
- [137] : C. Dorrer, I. Kang, « High-Sensitivity Spectrographic Method for Characterization Picosecond Optical Pulses and Data Modulators », *Optical Fiber Conference (OFC'02)*, FD4, Anaheim Californie (USA), March 2002.
- [138] : C. Dorrer, I. Kang, « Simultaneous temporal characterization of telecommunication optical pulses and modulators by use of spectrograms », *Opt. Lett.*, Vol. 27, pp. 1315-1317 2002.

- [139] : C. Dorrer, I. Kang, « Real-Time Implement of Linear Spectrograms for the Characterization of High Bit-Rate Optical Pulse Trains », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, pp. 858-860, 2004.
- [140] : J. M. Dailey, T. L. Koch, « Impact of Carrier Heating on SOA Dynamics for Wavelength Conversion », *Conference of the Laser and Electro-Optics Society (LEOS'06)*, MP4, Montréal (Canada), November 2006.
- [141] : Q. T. Le, « Montage d'un banc de caractérisation en amplitude et en phase d'impulsions courtes », *Stage MASTER PhyPhoton*, ENSSAT (Lannion), 2006.
- [142] : E. Jahn, N. Agrawal, W. Pieper, « Ultrafast Gain and Phase Dynamics in Monolithically Integrated SLA based Mach-Zehnder Interferometers for OTDM Applications », *Optical Amplifiers and their Applications (OAA'96)*, FD14, pp. 174-177, Monterrey (USA), 1996.
- [143] : K. L. Hall, Y. Lai, E. P. Ippen, G. Eisenstein, U. Koren, « Femtosecond gain dynamics and saturation behavior in InGaAsP multiple quantum well optical amplifiers », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 57, N° 27, December 1990.
- [144] : K. L. Hall, G. Lenz, E. P. Ippen, G. Raybon, « Heterodyne pump-probe technique for time-domain studies of optical nonlinearities in waveguides », *Opt. Lett.*, Vol. 17, N° 12, June 1992.
- [145] : J. Mork, A. Mecozzi, C. Hultgren, « Spectral effects in short pulse pump-probe measurements », *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 68, N° 4, pp. 449-451, January 1996.
- [146] : J. Mork, A. Mecozzi, « Theory of the ultrafast optical response of active semiconductor waveguides », *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 13, N° 8, pp. 1803-1816, August 1996.
- [147] : K. Inoue, H. Toba, « Wavelength Conversion Experiment Using Fiber Four Wave Mixing », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 4, N° 1, pp. 69-72, January 1992.
- [148] : A. Mecozzi, « Frequency converters based on FWM in semiconductor optical amplifiers », *Optical Amplifiers and their Applications (OAA'96)*, Vol. 5, pp. 221-225, Monterey CA (USA), July 1996.
- [149] : M. N. Ngô, « Contribution à l'étude de la dynamique temporelle de portes opto-optiques à semi-conducteurs pour le traitement du signal à 40 Gbit/s et plus », *Stage MASTER PhyPhoton*, ENSSAT (Lannion), 2006.
- [150] : E. Granot, R. Zaibel, N. Narkiss, S. Ben-Ezra, H. Chayet, N. Shahar, S. Sternklar, S. Tsadka, « Tunable all-optical signal regenerator with a semiconductor optical amplifier and a Sagnac loop: principles of operation », *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 22, N° 12, December 2005.
- [151] : H. Chayet, S. Ben Ezra, N. Narkiss, S. Zadok, « Compensation of Chromatic Dispersion by Chirp Control in All-Optical Regenerator Based on Asymmetric Sagnac loop », *Optical Fiber Communication (OFC'05)*, OFK6, Anaheim (USA), March 2005.
- [152] : D. Chen, T. J. Xia, G. Wellbrock, G. B. Davis, S. Ben Ezra, « Triple 640 km Cascade of Tunable All Optical Regenerators in a 10 Gb/s WDM Field Trial Over 160 km Per Span Distance at MCI's Metro Network », *European Conference on Optical Communication (ECOC'05)*, We 2.4.2, Proceedings Vol. 3, pp. 405-406, Glasgow (Ecosse), September 2005.
- [153] : S. L. Jansen, H. Chayet, E. Granot, S. Ben Ezra, D. den van Borne, P. M. Krummrich, D. Chen, G. D. Khoe, H. De Waardt, « Wavelength Conversion of a 40-Gb/s NRZ Signal Across the Entire C-Band by an Asymmetric Sagnac Loop », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, N° 10, October 2005.

- [154] : A. D. Ellis, A. E. Kelly, D. Nasset, D. Pitcher, D. G. Moodie, R. Kashyap, « Error free 100 Gbit/s wavelength conversion using grating assisted cross-gain modulation in 2mm long semiconductor amplifier », *Electron. Lett.*, Vol. 34, N° 20, pp. 1958-1959, October 1998.
- [155] : Y. Liu, E. Tangdionga, Z. Li, H. de Waardt, A. M. J. Koonen, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, X. Shu, I. Bennion, « Error-free 320 Gb/s SOA-based Wavelength Conversion using Optical Filtering », *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit (OFC'05)*, Postdeadline paper PDP28, 2005, USA.
- [156] : M. L. Nielsen, « Polarity-preserving SOA-based wavelength conversion at 40 Gbit/s using bandpass filter », *Electron. Lett.*, Vol. 39, N° 18, September 2003.
- [157] : A. M. Clarke, « Optical Pulse Processing Towards Tb/s High-Speed Photonic Systems », *Thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of doctor of philosophy (Electronic Engineering)*, School of Electronic Engineering Faculty of Engineering and Computing, Dublin City University, Dublin (Irlande), April 2007.
- [158] : C. H. Henry, « Theory of Linewidth of Semiconductor Lasers », *J. Quantum Electron.*, Vol. QE-18, N° 2, pp. 259-264, February 1982.
- [159] : Y. Liu, J. P. Turkiewicz, S. Zhang, E. Tangdionga, E. J. M. Verdurmen, H. de Waardt, Z. Li, D. Lenstra, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « 40 Gbit/s SOA-based wavelength conversion assisted by a narrow optical bandpass filter », *Proceedings Symposium IEEE/LEOS Benelux Chapter*, pp. 251-254, Gand (Belgique), 2004.
- [160] : Y. Liu, E. Tangdionga, Z. Li, S. Zhang, H. de Waardt, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « Error-Free All-Optical Wavelength Conversions at 160 Gb/s Using a Semiconductor Optical Amplifier and an Optical Bandpass Filter », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, N° 1, pp. 230-235, January 2006.
- [161] : J. M. Vazquez, Z. Li, Y. Liu, E. Tangdionga, S. Zhang, D. Lenstra, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « Optimization of Optical Band-Pass Filters for All-optical Wavelength Conversion Using Genetic Algorithms », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 43, N° 1, January 2007.
- [162] : P. Cho, D. Mahgerefteh, J. Goldhar, G. L. Burdge, « RZ Wavelength Conversions with Reduced Power Penalty Using a Semiconductor-Optical-Amplifier/Fiber-Grating Hybrid Device », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, N° 1, pp. 66-68, January 1998.
- [163] : Y. Liu, E. Tangdionga, Z. Li, S. Zhang, H. de Waardt, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « 80 Gb/s wavelength conversion using semiconductor optical amplifier and optical bandpass filter », *Electron. Lett.*, Vol. 41, N° 8, April 2005.
- [164] : Y. Liu, E. Tangdionga, Z. Li, S. Zhang, H. de Waardt, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « 160 Gb/s SOA-based Wavelength Converter Assisted by an Optical Bandpass Filter », *Optical Fiber Communication (OFC'05)*, PDP17, Anaheim (USA), March 2005.
- [165] : P. Mamyshev, « All-optical data regeneration based on self-phase modulation effects », *Proc. European Conference on Optical Communications (ECOC'98)*, Madrid (Espagne), pp. 475-476, 1998.
- [166] : S. Fu, J. Dong, P. Shum, L. Zhang, X. Zhang, and D. Huang, « Experimental demonstration of both inverted and non-inverted wavelength conversion based on transient cross phase modulation of SOA », *Optics Express*, Vol. 14, N° 17, pp. 7587-7593, 2006.
- [167] : T. Erdogan, « Fiber Grating Spectra », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 15, pp. 1277-1294, August 1997.

- [168] : J. Leuthold, D. M. Marom, S. Cabot, J. J. Jaques, R. Ryf and C. R. Giles, « All-Optical Wavelength Conversion Using a Pulse Reformatting Optical Filter », *J. Lightwave Technology*, Vol. 22, N° 1, pp.186-192, January 2004.
- [169] : M. L. Nielsen, J. Mork, « Increasing the modulation bandwidth of semiconductor-optical-amplifier-based switches by using optical filtering », *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 21, N° 9, September 2004.
- [170] : M. L. Nielsen, J. Mork, J. Sakaguchi, R. Suzuki, Y. Ueno, « Reduction of nonlinear patterning effects in SOA-based all-optical switches using optical filtering », *Technical Digest of Optical Fiber Conference (OFC'05)*, OThE7, Anaheim (USA), March 2005.
- [171] : M. L. Nielsen, J. Mork, R. Suzuki, J. Sakaguchi, Y. Ueno, « Experimental and theoretical investigation of the impact of ultra-fast carrier dynamics on high-speed SOA-based all-optical switches », *Opt. Express*, Vol. 14, N° 1, pp. 331-347, January 2006.
- [172] : O. Leclerc, G. Aubin, P. Brindal, J. Mangeney, H. Choumane, S. Barre and J. L. Oudar, « Demonstration of high robustness to SNR impairment in 20 Gbit/s long-haul transmission using 1.5 μm saturable absorber », *Electron. Lett.*, Vol. 36, N° 23, p. 1944, November 2000.
- [173] : A. M. Clarke, G. Girault, P. Anandarajah, C. Guignard, L. Bramerie, L. P. Barry, J. C. Simon and J. Harvey, « FROG Characterisation of SOA-based Wavelength Conversion using XPM in Conjunction with Shifted Filtering up to Line Rates of 80 GHz », *Laser and Electro-Optics Society (LEOS'06)*, MP 2, Montréal (Canada), November 2006.
- [174] : G. Girault, A. Clarke, C. Guignard, P. Anandarajah, L. Bramerie, L. P. Barry et J. C. Simon, « Impact du décalage du filtre sur les performances d'un convertisseur en longueur d'onde à base de SOA et filtrage décalé », *25^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG'06)*, session orale n°4 « Systèmes et réseaux de télécommunications optiques », oral N° 1, Metz (France), novembre 2006.
- [175] : G. Girault, A. M. Clarke, C. Guignard, P. Anandarajah, L. Bramerie, D. Reid, L. P. Barry, J. C. Simon, J. Harvey, « Performance Analysis of a simple SOA Wavelength Converter based on XPM and Shifted Filtering up to 80 Gbit/s », *submitted to J. Lightwave Technol.*, April 2007.
- [176] : L. Bramerie, A. Clarke, G. Girault, S. Lobo, M. Gay, C. Guignard, V. Roncin, B. Kennedy, P.J. Maguire, S. Fève, B. Clouet, F. Ginovart, L.P. Barry, J-C. Simon, A. Prince, « Investigation of SOA-Based Wavelength Conversion at 80 Gb/s Using Bandpass Filtering », *Conference on Lasers and Electro-Optics / Quantum Electronics and Laser Science Conference (CLEO/QELS'06)*, CMT7, Long Beach (USA), May 2006.
- [177] : H. Chayet, S. Ben Ezra, N. Shachar, S. Tzadok, S. Tsadka, J. Leuthold, « Regenerative all-optical wavelength converter based on semiconductor optical amplifier and sharp frequency response filter », *Optical Fiber Conference and Exhibit (OFC'04)*, paper ThS2, Anaheim (USA), 2004.
- [178] : J. Leuthold, R. Ryf, D. N. Maywar, S. Cabot, J. Jaques, S. S. Patel, « Nonblocking All-Optical Cross Connect Based on Regenerative All-Optical Wavelength Converter in a Transparent Demonstration Over 42 Nodes and 16800 km », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 21, N° 11, pp. 2863-2870, November 2003

Conclusion générale

L'objectif de cette thèse était d'étudier de nouvelles architectures de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la conversion de longueur d'onde et la régénération tout-optique de signaux de télécommunication à très hauts débits.

Dans une première partie de ce manuscrit nous avons exposé le contexte de l'étude afin d'introduire, définir et comprendre les différents concepts liés à la conversion de longueur d'onde et la régénération tout-optique du signal.

En premier lieu, une présentation générale des systèmes de transmission optique, et notamment des dégradations subies par le signal lors de son transport a permis d'expliquer la problématique dans laquelle s'inscrit l'étude.

Dans un second temps, les principes de la conversion de longueur d'onde et de la régénération tout-optique ont été abordés.

Dans le cadre plus particulier de la régénération, nous avons rappelé que la fonction caractéristique d'un régénérateur doit avoir une forme de « S », c'est-à-dire avec deux non-linéarités, avec des paliers les plus horizontaux possibles, et un fort contraste. Dans le cas de la régénération « 3R », la fonction caractéristique idéale a une forme dite « en marche d'escalier ». Dans le cas de la régénération « 2R », à cause d'une possibilité d'un transfert du bruit d'amplitude vers les flancs de l'impulsion, nous avons expliqué qu'une forme moins abrupte de fonction caractéristique était préférable.

Nous avons également rappelé que l'étude de la fonction caractéristique n'est pas suffisante pour juger correctement des capacités régénératives d'une porte optique non-linéaire. Il est en effet nécessaire de l'étudier en configuration « système » et plus particulièrement en boucle à recirculation. Nous avons en effet présenté différents effets qui peuvent diminuer le taux d'erreur binaire sans pour autant être de la régénération rendant ainsi la caractérisation des portes optiques pour la régénération très spécifique.

Enfin, pour achever cette première partie, nous avons présenté un état de l'art sur les techniques de conversion de longueur d'onde et de régénération tout-optique. Nous y avons décrit les techniques à base d'amplificateurs optique à semi-conducteurs, de modulateurs à électro-absorption ou absorbants saturables ainsi qu'à base de fibre. Nous en avons montré les avantages et inconvénients et présenté les différentes performances qu'elles ont permis d'obtenir.

Nous avons notamment montré que les amplificateurs optiques à semi-conducteurs sont des composants tout à fait attractifs pour les applications de conversion de longueur d'onde et de régénération tout-optique du signal. Ils sont en effet très compacts et intégrables, fonctionnent à de faibles courants et puissances optiques et peuvent présenter une certaine insensibilité à la polarisation.

La seconde partie de ce manuscrit a été dédiée à la présentation des travaux qui ont été menés sur l'étude de portes optiques à base de SOA et des résultats obtenus pendant ces trois années.

Dans un premier temps, la structure théorique du SOA ainsi que les modèles numériques utilisés pour le simuler lors de nos études ont été présentés. Puis, les différents bancs de couplage utilisés au cours des manipulations ainsi que les différents principes de caractérisation ont été décrits.

Une architecture développée au laboratoire, à base de deux convertisseurs en longueur d'onde et dédiée à la régénération 3R, a ensuite été étudiée.

Chacun des deux dispositifs la constituant, un miroir à boucle optique non-linéaire formé d'un SOA et utilisé en réflexion (NOLM-SOA) et un double étage de SOA (DSSOA), a tout d'abord été décrit et fait l'objet d'une étude particulière.

Nous avons mis en évidence que la fonction caractéristique du NOLM-SOA *en réflexion* est, contrairement à celle du SOA seul, en forme de « S » avec une pente plus raide ce qui est tout à fait favorable à une utilisation en tant que régénérateur. Nous avons ensuite testé cet

interféromètre en configuration 2R au format NRZ. Nous avons alors montré qu'il améliore la sensibilité du récepteur en présence de bruit en excès, ce qui est une des caractéristiques des régénérateurs. Cependant son inconvénient majeur réside dans le fait qu'il dégrade le taux d'extinction et ainsi introduit des pénalités relativement élevées. Nous avons ainsi déduit de ces études préliminaires que le NOLM-SOA utilisé en réflexion est une fonction prometteuse pour la régénération tout-optique mais qui doit être associée à une autre porte optique permettant de pallier le problème de dégradation du taux d'extinction. Nous avons alors montré que le double étage de SOA est un candidat idéal pour une association avec le NOLM-SOA en réflexion puisque son rôle principal est l'amélioration du taux d'extinction.

D'après ces résultats, les deux configurations d'associations des deux dispositifs, DSSOA suivi du NOLM-SOA et inversement, ont été étudiées. Nous avons alors montré que le dispositif formé d'un DSSOA suivi d'un NOLM-SOA en réflexion réalise une régénération 3R du signal. Cependant, du fait des fortes instabilités du dispositif, aucune mesure de taux d'erreur binaire n'a pu être réalisée. Par contre, une étude complète du NOLM-SOA suivi du DSSOA a pu être menée. La fonction caractéristique en forme de « S » associé à une pénalité de 0,5 dB introduite pour un TEB de 10^{-9} ont encouragé une étude en boucle à recirculation de 100 km. Une transmission de 100 000 km sans erreur a alors pu être réalisée à 10 Gbit/s, confirmant les capacités régénératives du dispositif 3R formé du NOLM-SOA suivi du DSSOA ainsi que sa grande stabilité.

Enfin, une étude approfondie de la dépendance à la polarisation du DSSOA et du NOLM-SOA a été menée. Elle avait pour but d'expliquer la différence de sensibilité de chacun des deux dispositifs vis-à-vis des fluctuations de polarisation de la pompe. Cette étude originale a mis en évidence qu'un même SOA peut être plus ou moins sensible à la polarisation selon sa configuration d'utilisation (auto-saturation, saturation croisée, selon les longueurs d'onde des signaux, leurs polarisations...). Nous avons ainsi établi que le phénomène à l'origine de cette modification de sensibilité est un mélange d'onde entre la pompe et la sonde. Celui-ci conduit à une dissymétrie du spectre de gain de la sonde que nous avons mis en évidence via une observation de la dissymétrie du spectre d'émission spontanée amplifié du SOA de part et d'autre d'un signal injecté. Cette dissymétrie de gain due au mélange d'ondes étant dépendante des états de polarisation respectifs des deux ondes, elle induit des sensibilités à la polarisation du gain du SOA différentes selon la polarisation et la longueur d'onde de la sonde par rapport à celle de la pompe.

Ces résultats ayant été obtenus au débit de 10 Gbit/s à cause du lent temps de récupération du gain des SOA, la fin de cette deuxième partie a été consacrée à la problématique de la montée en débit.

Les méthodes de raccourcissement et de mesure du temps de récupération du gain ont tout d'abord été décrites et étudiées. Nous avons ainsi mis en évidence que la technique du faisceau de maintien ne permet a priori pas d'accéder aux débits supérieurs à 40 Gbit/s.

Puis de nouvelles architectures, à base de SOA, compatibles avec les très hauts débits ont été recherchées. Un dispositif commercial nommé Tunable All-optical Signal Regenerator, devant en principe permettre la régénération des signaux à 40 Gbit/s a alors été testé. Cependant ce dispositif ne nous a pas permis de réaliser les performances attendues.

Enfin, une technique à base de modulation de phase croisée dans un SOA, convertie en modulation d'amplitude par un filtre décalé, a été étudiée. Nous avons tout d'abord montré que cette technique est un moyen d'améliorer le processus de modulation de gain croisée en termes de taux de compression et temps de récupération du gain. Puis nous avons expliqué en quoi cette technique peut permettre de réaliser une simple conversion de longueur d'onde sans inversion de la polarité des données et nous l'avons étudiée pour les deux configurations de filtrage différentes (vers les courtes et les grandes longueurs d'onde) et à plusieurs débits (10, 20, 40 et 80 Gbit/s). Des mesures de taux d'erreur binaire et de profils temporels des impulsions et de leur chirp via FROG ont permis de mettre en évidence les phénomènes physiques prédominants dans chaque

cas de filtrage et ont montré une forte dépendance au débit pour le cas du filtrage dans le rouge. Enfin, une conversion de longueur d'onde à 80 Gbit/s sans erreur a ainsi pu être réalisée via un dispositif basé sur un décalage du filtre vers les courtes longueurs d'onde.

Ces dernières études ont montré qu'il était possible de réaliser des fonctions de traitement du signal à base de SOA et compatibles avec les très hauts débits. Ces travaux vont donc être poursuivis via la caractérisation de la récupération du gain à l'aide des bancs de caractérisation tout-optique et FREAG. Ces études pourraient notamment permettre une meilleure compréhension de l'impact des effets intra-bandes dans les dispositifs à base de SOA et filtrage décalé pour les très hauts débits. Enfin, la technique de filtrage décalé pourrait être approfondie par l'optimisation expérimentale du filtrage ou par le travail en configuration 3R pour explorer les capacités régénératives de la fonction.

Annexes

Annexe A

Processus d'interactions matière-rayonnement dans les semi-conducteurs

Les états d'énergie des porteurs dans les semi-conducteurs forment deux bandes : la bande de conduction peuplée d'électrons et la bande de valence peuplée de trous. Les transitions entre ces bandes, à l'origine soit de la création d'une paire électron-trou soit de la recombinaison de ses porteurs, sont accompagnées de processus d'interaction matière-rayonnement.

Cette annexe décrit ces processus que sont l'absorption, l'émission spontanée et l'émission stimulée.

La Figure A- 1 représente les différentes transitions possibles dans un semi-conducteur ainsi que les processus matière-rayonnement qui leur sont liés.

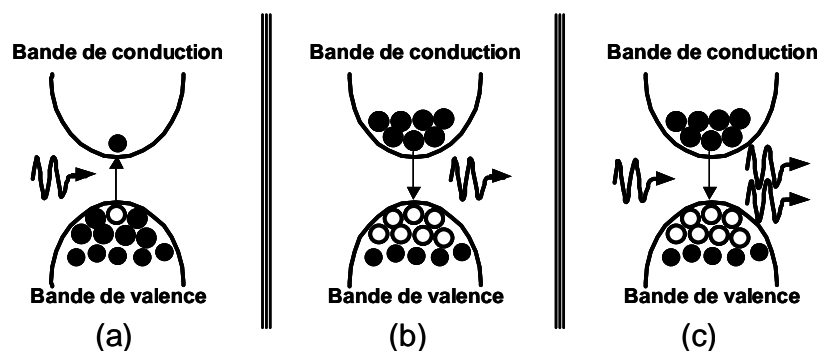


Figure A- 1 : Représentation schématique des transitions possibles entre les bandes d'un semi-conducteur
 (a) : *Absorption*, (b) : *Emission spontanée*, (c) : *Emission stimulée*.

A.1 L'absorption

L'absorption, consiste en le passage d'un électron de la bande de valence vers la bande de conduction, laissant alors un trou en bande de valence. L'énergie E_a nécessaire à cette transition est obtenue grâce au passage d'un photon de fréquence ν_a telle que :

$$\nu_a = \frac{E_a}{h} \quad (\text{A.1})$$

où h est la constante de Planck.

Il y a alors disparition du photon qui transfère son énergie au milieu environnant, on dit que ce photon est « absorbé ». Ce phénomène est illustré sur la Figure A- 1(a).

A.2 L'émission spontanée

L'émission spontanée est un mécanisme de « recombinaison électron-trou », c'est-à-dire de passage d'un électron de la bande de conduction vers celle de valence, comme on peut le voir sur la Figure A- 1(b). Ceci conduit à la perte d'une quantité d'énergie E_b égale à l'énergie de la transition, entraînant ainsi, par le principe de conservation de l'énergie, la création d'un photon d'énergie E_{sp} et de fréquence ν_{sp}^* :

Ce processus est aléatoire en termes de direction de propagation, de phase, ... des photons créés. Il est donc source d'émission de lumière incohérente. De plus, lorsque les photons créés sont amplifiés, le processus devient source de bruit appelé « bruit d'émission spontanée amplifiée » dans les amplificateurs à semi-conducteurs. Ce type de bruit a été explicité au paragraphe 1.3.5 de la partie I.

A.3 L'émission stimulée

L'émission stimulée, troisième mode d'interaction matière-rayonnement, est représentée sur la Figure A- 1(c). Un électron se trouvant dans la bande de conduction profite de la présence d'un photon d'énergie E_{st} et de fréquence ν_{st} pour interagir avec lui et ainsi passer en bande de valence. La particularité de l'émission stimulée est que ce processus n'est pas seulement à l'origine de la recombinaison électron-trou mais également de la création d'un second photon totalement identique, en termes d'énergie (donc de fréquence), de direction de propagation, de phase, ..., à celui qui a interagi avec l'électron. Il se produit ainsi une duplication cohérente des photons présents dans le milieu grâce à l'émission stimulée. C'est ce processus d'interaction « matière-rayonnement » qui permet l'amplification dans les semi-conducteurs et qui est donc la base du fonctionnement des SOA.

Nous avons ainsi décrits les trois processus d'interaction matière-rayonnement qui ont lieu dans les semi-conducteurs. Nous avons expliqué que l'absorption se caractérise par la disparition d'un photon et à la création d'une paire électron-trou alors que l'émission se caractérise par une recombinaison électron-trou et la création d'un photon. Le processus particulier d'émission stimulée est quant-à elle à l'origine du processus d'amplification.

* ν_{sp} et E_{sp} étant liée par la constante h comme pour la formule (A.1)

Annexe B

La technique de modulation synchrone

La régénération est un procédé de traitement du signal optique permettant de pallier les dégradations que celui-ci subit tout au long de sa progression dans les lignes de transmission. Elle comprend trois étapes : l'amplification, la remise en forme du signal et la resynchronisation des données. On distingue alors trois types de régénérateurs, dits 1R, 2R et 3R, qui réalisent respectivement la première, les deux premières ou les trois étapes. Ainsi, pour obtenir une régénération complète du signal, on associe généralement une récupération d'horloge à un dispositif 2R.

Cependant, une autre technique permet également une re-synchronisation des données sans utilisation d'une récupération d'horloge et est donc parfois associée à des régénérateurs du type 2R pour éviter l'accumulation de gigue temporelle. Il s'agit de la technique de modulation synchrone [1].

A l'origine, le procédé de modulation synchrone a été créé exclusivement pour la régénération des trains de solitons [2, 3]. Son principe est en effet basé sur l'utilisation des propriétés de forces de rappel du régime soliton, où toute impulsion légèrement déformée tend à retrouver naturellement sa forme initiale. Ainsi, la modulation synchrone permet de contrôler la forme et la position temporelle d'un train de solitons en le modulant périodiquement et de façon synchrone, en intensité [4] ou en phase [3]*, comme illustré sur la Figure B- 1 extraite de [5].

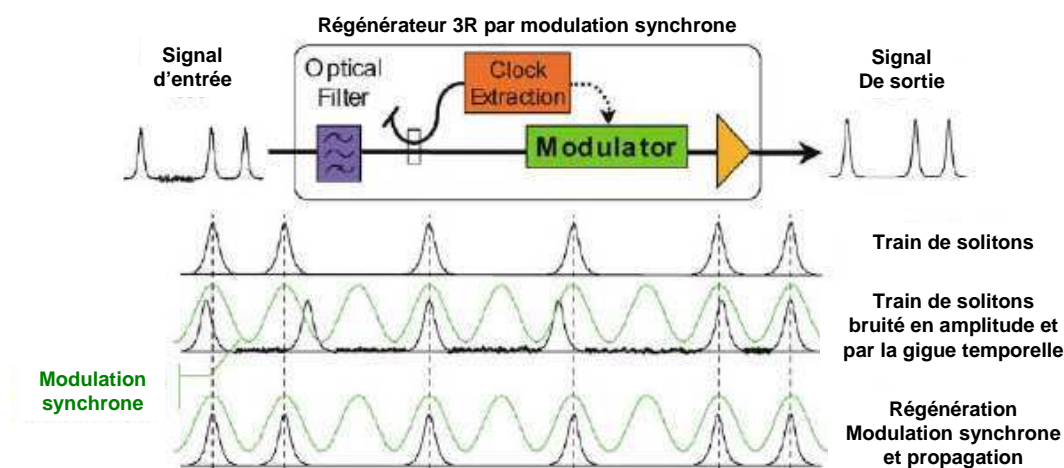


Figure B- 1 : Principe général de la régénération 3R par modulation synchrone.

Le dispositif est constitué d'une récupération d'horloge, d'un modulateur et d'un filtre. L'horloge récupérée commande le modulateur ; la fonction de transmission du modulateur crée une fenêtre synchrone avec les données qui contraint le signal à rester dans cette fenêtre quelle

* Les modulateurs sont susceptibles de délivrer ces deux types de modulation simultanément.

que soit la gigue temporelle qu'il subit. Puis le soliton tend à retrouver sa forme initiale en se recentrant dans son temps bit [6].

Ce dispositif permet également de limiter le bruit d'amplitude [7] ainsi que les fluctuations de puissance des symboles '1' [8]. Le filtre limite en effet les fluctuations d'amplitude par le procédé de filtrage guidant. La puissance du soliton est reliée à sa largeur spectrale. Par conséquent, un soliton plus puissant dont le spectre est plus large voit plus de pertes dans le filtre qu'un soliton moins puissant dont le spectre est moins large. Grâce au filtre, il s'opère donc à une égalisation des niveaux de puissances des différentes impulsions solitoniques.

Pour pouvoir utiliser ce dispositif dans une ligne de transmission où le régime n'est pas de type solitonique, il faut l'adapter via une interface qui peut tout simplement consister en un tronçon de fibre dans lequel on envoie le signal de transmission avec une très forte puissance pour instaurer le régime solitonique. L'ensemble « interface+modulation synchrone » a été prénommé « black box » par la compagnie Alcatel qui en a montré les premiers attraits [9].

Bibliographie de l'annexe B

-
- [1] : O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, F. Seguin, « Optical Regeneration at 40 Gb/s and beyond », *J. lightwave Technol.*, Vol. 21, N° 11, pp. 2779-2790, November 2003.
 - [2] : M. Nakazawa, K. Suzuki, E. Yamada, H. Kubota, Y. Kimura and M. Takaya, « Experimental demonstration of soliton data transmission over unlimited distances with soliton control in time and frequency domains », *Electron. Lett.*, Vol. 29, No. 9, pp.729, 1993.
 - [3] : N. J. Smith, K. J. Blow, W. J. Firth and K. Smith, « Soliton dynamics in the presence of phase modulators », *Opt. Comm.*, Vol. 102, p. 324, 1993.
 - [4] : H. Kubota and M. Nakazawa, « Soliton transmission with long amplifier spacing under soliton control », *Electron. Lett.*, Vol. 29, N° 20, pp. 1780, 1993.
 - [5] : O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, F. Seguin, « All-optical signal regeneration: from first principles to a 40 Gbit/s system demonstration », *C.R. Physics* 4, pp. 163-173, 2003.
 - [6] : O. Leclerc, P. Brindel, D. Rouvillain, B. Dany, R. Brenot, A. Labrousse, A. Coquelin, B. Dagens, « Regenerated 40 Gbit/s long-haul transmission using all-optical SOA-MZI as loss-free synchronous modulation », *Optical Fiber Communication (OFC'01)*, paper WF6, Anaheim (USA), 2001.
 - [7] : M. Nakazawa, H. Kubota, E. Yamada and K. Suzuki, « Infinite-distance soliton transmission with soliton controls in time and frequency domains », *Electron. Lett.*, Vol. 28, N° 12, pp.1099, 1992.
 - [8] : M. Nakazawa, H. Kubota, K. Kurukawa and E. Yamada, « Femtosecond optical soliton transmission over long distances using adiabatic trapping and soliton standardization », *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 8, N° 9, pp. 1811, 1991.
 - [9] : P. Brindel, B. Dany, O. Leclerc, E. Desurvire, « Black box optical regenerator for RZ transmission systems », *Electron. Lett.* , Vol. 35, N° 6, 1999.

Annexe C

Complément sur l'étude de la polarisation

Cette annexe complète l'étude sur la dépendance en polarisation des dispositifs formés du NOLM-SOA et du double étage de SOA.

Dans le premier paragraphe, sont rappelées quelques généralités sur la polarisation de la lumière. Le second paragraphe présente les notions de polarisation plus précisément liées aux SOA. Puis, les différents outils typiques dont nous disposons pour réaliser des mesures liées à la polarisation sont présentés. Le paragraphe C.4 expose ensuite les résultats des simulations numériques obtenus lors de l'étude de la dépendance du NOLM-SOA à la polarisation en comparaison de celle du SOA seul. Enfin, cette annexe apporte des compléments aux études expérimentales réalisées. Ainsi, le paragraphe C.5 décrit les interférences parasites présentes dans le montage d'étude de la sensibilité du gain du SOA à la polarisation en configuration pompe/sondes co et contra-propagatives. Le dernier paragraphe regroupe, sur une même figure, les principaux résultats de gain statique obtenus dans l'étude de la dépendance du SOA à la polarisation dans différentes configurations.

C.1 Généralités sur la polarisation

Les propriétés d'une onde électromagnétique peuvent être totalement décrites via l'étude de son champ électrique. Dans le cas de l'approximation des ondes planes, celui-ci est une grandeur vectorielle transverse, dont l'orientation se situe dans un plan orthogonal à la direction de propagation z , dit « plan de polarisation » et qui s'écrit sous la forme suivante :

$$\vec{E} = E_x \vec{x} + E_y \vec{y} = E_{0x} e^{i(\omega t - kz + \phi_x)} \vec{x} + E_{0y} e^{i(\omega t - kz + \phi_y)} \vec{y} \quad (\text{C.1})$$

où ω représente la pulsation de l'onde, k le vecteur d'onde tel que $k = \frac{\omega}{c}$ avec c la célérité et ϕ_x et ϕ_y les phases des deux composantes.

La polarisation de la lumière décrit donc l'évolution du vecteur champ électrique de l'onde lumineuse. Pour connaître l'état de polarisation de l'onde, il faut alors chercher le lieu des points formés par l'extrémité du vecteur champ \vec{E} dans le plan $z = \text{constante}$. Pour cela, on ne s'intéresse qu'à la partie réelle du vecteur champ, c'est-à-dire que E_x et E_y ont alors la forme :

$$\begin{cases} E_x = E_{0x} \cos(\omega t - kz + \phi_x) \\ E_y = E_{0y} \cos(\omega t - kz + \phi_y) \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

Comme l'extrémité du vecteur correspond mathématiquement au module de celui-ci, nous devons résoudre l'équation suivante :

$$\left(\frac{E_x}{E_{0x}}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{E_{0y}}\right)^2 - \left(\frac{2E_x E_y}{E_{0x} E_{0y}}\right) \cos(\Delta\phi) = \sin^2(\Delta\phi) \quad (C.3)$$

où $\Delta\phi = \phi_x - \phi_y$.

Cette équation est celle d'une ellipse. Ainsi, la polarisation de la lumière est généralement elliptique et peut être représentée comme sur la Figure C- 1.

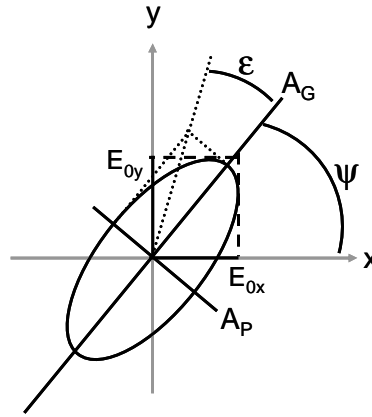


Figure C- 1 : Représentation d'une polarisation elliptique avec les paramètres la caractérisant.

La polarisation dépend du déphasage $\Delta\phi$ entre les composantes suivant x et y et est donc décrite par les projections sur ces axes. Deux paramètres permettent également de caractériser la forme de l'ellipse correspondant à la polarisation de l'onde étudiée : l'azimut Ψ , qui représente l'inclinaison de l'ellipse, c'est-à-dire l'angle entre les axes de l'ellipse et le repère (x,y), et l'ellipticité ϵ , qui représente l'épaisseur de l'ellipse, c'est-à-dire le rapport entre ses axes, et qui est représentée par l'angle entre le grand axe et la diagonale du rectangle formée par les deux axes de l'ellipse. Ces paramètres sont reportés sur la figure précédente.

Notons qu'il existe des cas de polarisation particulière :

- la polarisation rectiligne ou linéaire, lorsque le déphasage ainsi que l'ellipticité sont nuls et qu'ainsi l'ellipse devient une droite,
- la polarisation circulaire lorsque le déphasage est de $\pi/2$ et les composantes E_{0x} et E_{0y} sont égales. Dans ce cas, l'ellipse devient un cercle, l'ellipticité est donc maximale (45°).

Les états de polarisation peuvent aussi être décrits par le sens de rotation de l'extrémité du vecteur champ. On parle alors de polarisation droite ou gauche.

Deux formalismes principaux permettent de décrire simplement les différents états possibles de polarisation : le formalisme de Stokes et celui de Jones.

Le formalisme de Stokes est basé sur les paramètres du même nom, notés S_0 , S_1 , S_2 et S_3 . S_0 représente l'intensité totale et s'exprime donc comme suit :

$$S_0 = \langle E_{0x}^2 \rangle + \langle E_{0y}^2 \rangle \quad (C.4)$$

S_1 correspond à la différence entre les intensités suivant les axes x et y et est donc défini par :

$$S_1 = \langle E_{0x}^2 \rangle - \langle E_{0y}^2 \rangle \quad (C.5)$$

S_2 exprime la différence entre les intensités suivant des axes d'un repère à 45° du repère (x,y) . Nous avons donc :

$$S_2 = 2 \langle E_{0x} E_{0y} \cos(\Delta\phi) \rangle \quad (C.6)$$

S_3 , enfin, est égal à la différence entre les intensités transmises suivant les polarisations circulaires droite et gauche. Il vérifie donc :

$$S_3 = 2 \langle E_{0x} E_{0y} \sin(\Delta\phi) \rangle \quad (C.7)$$

Les paramètres de Stokes permettent, notamment, de définir le degré de polarisation V :

$$V = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}}{S_0} \quad (C.8)$$

Ainsi, si une onde est parfaitement polarisée, $S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2$ et $V = 1$. Si une onde est complètement dépolarisée, $S_1 = S_2 = S_3 = V = 0$.

Ce formalisme permet également de représenter les états de polarisation sur une sphère dite « de Poincaré ». En effet, les paramètres de Stokes correspondent aux coordonnées cartésiennes du point représentant la polarisation dans la sphère. Notons que l'azimut et l'ellipticité correspondent, quant à eux, aux coordonnées sphériques de ce point sur la sphère.

La Figure C- 2 représente la sphère de Poincaré et ses repères de coordonnées.

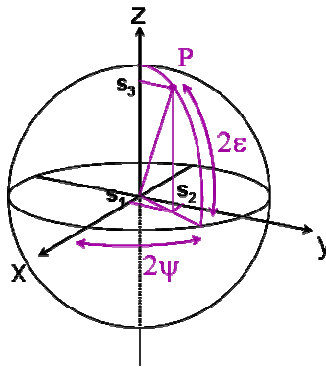


Figure C- 2 : Représentation sur la sphère de Poincaré.

Sur cette sphère, les points sur l'équateur représentent les polarisations linéaires, les pôles, les polarisations circulaires et les autres points correspondant aux polarisations elliptiques. L'hémisphère nord représente les polarisations droites et le sud, les gauches.

Le second formalisme, celui de Jones, représente les états de polarisation par des vecteurs exprimant l'amplitude des composantes du champ électrique suivant x et y. Les vecteurs de Jones ont ainsi la forme suivante :

$$\vec{E}_0 = \begin{pmatrix} E_{0x} \\ E_{0y} e^{i\Delta\phi} \end{pmatrix} \quad (C.9)$$

où, nous le rappelons, $\Delta\phi$ représente le déphasage entre les deux composantes, exprimant directement l'état de polarisation.

Le tableau suivant exprime les vecteurs de Jones pour les états de polarisation les plus courants.

Tableau C- 1 : Vecteurs de Jones des principales polarisations.

Polarisation	Linéaire suivant x	Linéaire suivant y	A 45°	A -45°	Circulaire droite	Circulaire gauche
Vecteurs de Jones	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ i \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix}$

Ce formalisme est très utile pour travailler avec des ondes de polarisations connues qui peuvent être modifiées par des éléments de phase. Le formalisme de Jones permet, en effet, d'exprimer l'impact des différents éléments de phase, comme les polariseurs ou les lames d'onde, via une forme matricielle.

Nous ne le développerons pas plus en détail puisque ce formalisme n'a pas été utilisé dans cette thèse.

C.2 Notions de polarisation liées au SOA

Les amplificateurs à semi-conducteurs sont des guides d'ondes, comme nous l'avons expliqué au chapitre 4. Ainsi, il existe deux axes privilégiés de propagation des modes de la lumière dans ces guides, dits TE, pour « Transverse Electrique » et TM, pour « Transverse Magnétique ». Dans le cas des composants en semi-conducteurs, le champ électrique du mode TE est parallèle au plan des couches de matériaux constituant le composant, et celui du mode TM est perpendiculaire. Ainsi, chaque mode se propageant dans un guide d'onde en semi-conducteurs peut se décomposer en une combinaison linéaire des deux modes privilégiés orthogonaux TE et TM [1].

De plus, les SOA présentent une certaine biréfringence puisque les indices de réfraction sont différents selon les axes parallèles et perpendiculaires aux couches des matériaux, c'est-à-dire suivant les axes TE et TM. Ces axes constituent donc des axes privilégiés de polarisation sur lesquels se décomposent les composantes de toute lumière se propageant dans le SOA.

La dépendance des SOA à la polarisation peut provenir des traitements anti-reflet sur les facettes [2]. En effet, la technique la plus simple utilisée n'induit pas le minimum de réflexion à la même longueur d'onde pour les différentes polarisations de la lumière, d'où un décalage des spectres de gain pour chaque polarisation. Or, comme nous l'avons évoqué au chapitre 4, l'utilisation de nouveaux traitements, dits « multi-couches », a permis d'éviter cette dépendance à la polarisation [3, 4]. Concernant les SOA utilisés dans le double étage et le NOLM-SOA, les traitements anti-reflet ne sont pas cause de dépendance à la polarisation.

Une autre cause de dépendance peut être due au caractère non symétrique du guide. En effet, du fait des procédés de fabrication, les guides sont, en général, parallélépipédiques comme nous l'avons vu au chapitre 4. Ceci induit une différence de facteurs de confinement des modes TE et TM [5,2]. Or, le facteur de confinement est un paramètre qui intervient dans la valeur du gain interne des SOA. L'équation suivante, issue des expressions (4.4) et (4.10), illustre ce propos :

$$G(\tau) = \exp \left(\int_0^L \Gamma a (N(z, \tau) - N_T) dz \right) \quad (C.10)$$

où Γ désigne le facteur de confinement, N (en particulier N_T) la densité de porteurs (en particulier au seuil), a le coefficient de gain différentiel et L la longueur du SOA, conformément aux notations du Tableau II-1 au chapitre 4.

Pour minimiser la dépendance du gain des SOA à la polarisation, il faut donc que leur zone active soit la plus carrée possible. Or, ceci est très difficile à réaliser technologiquement même si des sensibilités à la polarisation inférieure à 1 dB ont ainsi été obtenues [6].

Cependant, certains SOA présentent de très fortes anisotropies du gain qui ne peuvent être expliquées par la simple différence entre les facteurs de confinement des modes TE et TM du guide [2, 7]. De plus, la dépendance des SOA à la polarisation est parfois dépendante du courant de pompage [8]. Or, ceci ne peut être expliqué que par une différence de gains matériau due à des transitions différentes selon les axes TE et TM [9, 10].

Cette différence entre ces gains appelés, pour plus de simplicité et par abus de langage, « gain TE » et « gain TM », provient d'une levée de dégénérescence de la bande de valence des matériaux semi-conducteurs. En effet, nous avons vu au chapitre 4 que les matériaux semi-conducteurs se caractérisent par deux bandes d'énergie : la bande de conduction, peuplée d'électrons, et la bande de valence, peuplée de trous. Or, contrairement aux électrons, les trous n'ont pas tous la même masse effective. On distingue alors les trous lourds, ou Heavy Holes (HH), et les trous légers, Light Holes (LH) qui forment chacun une sous bande de valence. On parle parfois de deux « réservoirs » de trous. La Figure C- 3 présente la schématisation de cette levée de dégénérescence de la bande de valence.

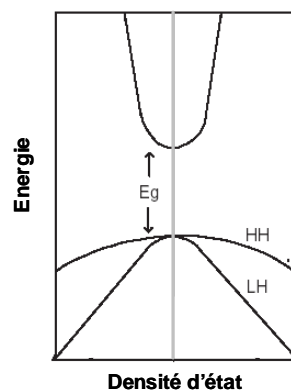


Figure C- 3 : Schématisation des bandes de conduction et de valence dans un semi-conducteur avec mise en évidence des sous-bandes de trous lourds (HH) et trous légers (LH).

On peut comprendre, grâce à cette figure, que des transitions différentes peuvent avoir lieu entre la bande de conduction et les deux sous bandes de valence. Les émissions TE correspondent majoritairement aux transitions avec la bande de trous lourds et les émissions TM à celles concernant les trous légers [10].

Dans une structure typique à deux dimensions, la transition dominante a lieu entre les trous lourds et la bande de conduction. Ainsi, la composante TE est favorisée. En général, le gain TE est donc supérieur au gain TM [11]. Ceci s'ajoute à la différence des facteurs de confinement qui privilégie également généralement la composante TE puisque la largeur des guides est plus grande que leur épaisseur.

En fait, l'anisotropie du gain répond approximativement à la formule suivante :

$$\Delta G = 4.343 \times (\Gamma^{TE} g^{TE} - \Gamma^{TM} g^{TM}) L \quad (C.11)$$

où Γ^{TE} et Γ^{TM} désignent les facteurs de confinement des modes TE et TM respectivement et g^{TE} et g^{TM} les gains matériaux pour ces deux polarisations.

Pour réduire la dépendance du gain des SOA à la polarisation, il est donc possible, soit de jouer sur la géométrie du guide pour équilibrer les facteurs de confinement, soit d'essayer de favoriser les transitions TM par rapport aux TE pour pouvoir compenser la différence TE/TM imposée par la différence de guidage des modes.

Comme nous l'avons dit, la première solution est assez difficile à réaliser. De plus, elle peut ne pas suffire pour pallier le problème de dépendance à la polarisation. Ainsi, les matériaux semi-conducteurs sont contraints pour réduire la symétrie du maillage cristallographique conduisant à une nouvelle répartition des trous lourds et légers dans la bande de valence*. La Figure C- 4 présente une schématisation** des bandes d'un semi-conducteur contraint. Cette figure est à comparer à la Figure C- 3, présentant le même schéma pour un matériau non contraint.

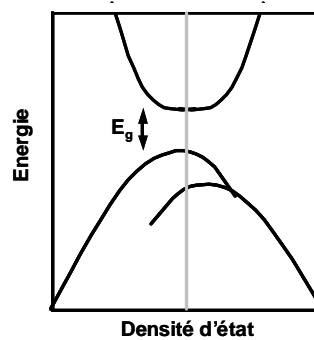


Figure C- 4 : Schéma de bandes d'un semi-conducteur contraint.

Le but des différentes contraintes appliquées aux structures est ainsi de décaler indépendamment les bandes de trous lourds et de trous légers [11]. Quand un alignement est obtenu, on obtient un équilibre des contributions TE et TM. Comme les contraintes de compression (Compressive strains) augmentent le gain TE et que les contraintes élastiques (tensile strains) augmentent le gain TM, une combinaison appropriée des deux peut conduire à des SOA insensibles à la polarisation [12].

Pour diminuer la dépendance en polarisation des SOA, différentes structures et techniques de réalisation ont ainsi été proposées. De très bons résultats ont été obtenus pour des

* Notons qu'un autre intérêt des contraintes est de diminuer le niveau du seuil de transparence et ainsi de diminuer le courant de polarisation nécessaire à un bon fonctionnement tout en rendant les structures moins sensibles à la température et plus rapides [12].

** Sur ce schéma, nous n'avons pas reporté les notations HH et LH pour désigner les emplacements respectifs des trous lourds et légers. En effet, ceux-ci dépendent des contraintes appliquées et, ainsi, les transitions qu'elles sont censées privilégier.

guides de sections quasi-carrées [13, 14, 15], des guides à puits quantiques contraints [16, 17, 18] ainsi qu'avec des SOA massifs contraints élastiquement [19, 20].

Les SOA utilisés dans le NOLM-SOA et le double étage sont de ce dernier type.

Notons enfin, que, comme expliqué au paragraphe 3.1.2 du chapitre 3, la biréfringence de certains SOA peut être modifiée par l'injection d'un très fort signal [21, 22, 23].

Nous avons donc vérifié la biréfringence des SOA utilisés dans le dispositif 3R. La Figure C- 5 présente les résultats obtenus pour différentes polarisations en entrée. Notons que cette biréfringence était maintenue au cours des différentes études expérimentales, quelle que soit la puissance de signal injectée.

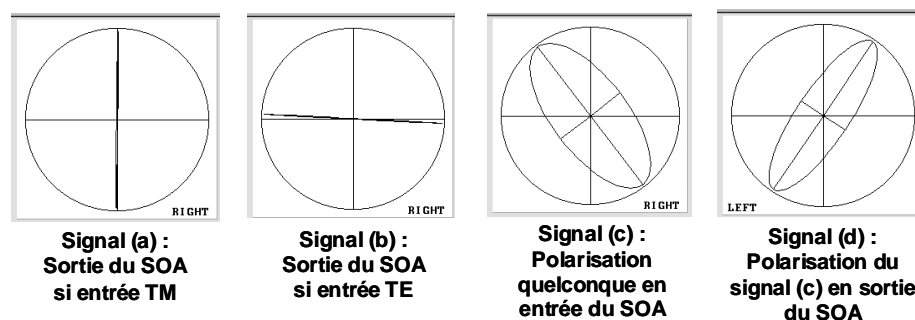


Figure C- 5 : Mise en évidence de la biréfringence du SOA à l'aide d'une étude au polarimètre*.

Cette figure montre que, lorsqu'un signal est polarisé rectiligne suivant les directions TE ou TM en entrée du SOA, sa polarisation est inchangée en sortie, comme on peut le voir d'après les signaux (a) et (b). Par contre, lorsqu'un signal, en entrée du SOA, a une polarisation quelconque, comme celle du signal (c), sa polarisation en sortie est totalement modifiée (d). Ceci montre bien que les SOA utilisés sont biréfringents et que leur insertion dans les modules présentés au paragraphe 4.2.1.3, permet de conserver la polarisation rectiligne suivant les axes TE et TM**.

C.3 Outils d'analyse de la polarisation

La polarisation constitue un paramètre important des signaux qu'il est nécessaire de pouvoir analyser, maintenir ou contrôler. Plusieurs outils dédiés aux études de polarisation ont ainsi été utilisés au cours de cette thèse pour permettre des mesures dites « de dépendance à la polarisation ». Ces outils sont décrits dans la suite.

C.3.1 Fibres à maintien de polarisation

Une fibre à maintien de polarisation, dite PM pour Polarization Maintaining, est une fibre présentant de très fortes zones de contraintes au niveau de la gaine, rendant le guide fortement anisotrope. La Figure C- 6 présente deux photographies d'extrémités de fibres à maintien de polarisation montrant très clairement les contraintes.

* Notons que cet appareil est décrit au paragraphe suivant de cette annexe.

** Ceci aurait pu être le cas si, par exemple, la puce n'était pas fixée de manière parfaitement horizontale dans le module, ou si l'ergot des traversées aux extrémités, permettant le couplage avec des fibres PM, n'était pas exactement aligné avec l'un des axes de ces fibres.

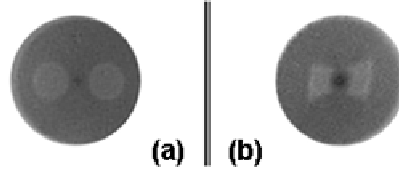


Figure C- 6 : Photographies des extrémités de deux fibres à maintien de polarisation.
À gauche : fibre de type Panda ; à droite : fibre de type Bowtie.

La fibre à maintien de polarisation est donc très fortement biréfringente ce qui signifie qu'elle présente des indices de réfraction différents selon deux axes orthogonaux. Comme dans une fibre standard, les composantes d'une lumière s'y propageant se projettent suivant chacun des axes, rencontrent les deux indices et se propagent ainsi à des vitesses différentes*. Or, dans le cas des fibres à maintien de polarisation, du fait de leurs très fortes biréfringences, la différence de vitesses de groupe suivant chaque axe est très importante. Le couplage de la lumière d'un axe à l'autre n'est alors absolument pas efficace. Ceci permet un certain maintien de la polarisation de la lumière se propageant dans de telles fibres. Notons que, les axes et indices d'une fibre PM sont nommés « lent » ou « rapide » selon la vitesse qui leur est associée. Conventionnellement, l'ergot des fibres est aligné sur l'axe lent.

Le taux de couplage entre les deux axes est caractérisé par le taux d'extinction défini par :

$$TE_{FPM}^{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{\text{axe testé}}}{P_{\text{axe orthogonal}}} \right) \quad (C.12)$$

où P_{axe} désigne la puissance en sortie de fibre suivant un axe. Le principe de sa mesure est d'injecter une lumière polarisée rectilignement suivant l'un des axes (axe testé) et de mesurer la puissance en sortie de fibre sur chacun de ces axes à l'aide d'un analyseur.

Ce paramètre quantifie donc la répartition de l'énergie sur les deux axes propres. C'est cette répartition de l'énergie qui va dicter la variation de l'état de polarisation en sortie de la fibre PM.

De plus, le maintien de la polarisation est d'autant plus résistant à de fortes contraintes que la biréfringence de la fibre est élevée. En effet, dans le cas d'une fibre standard, des contraintes créent localement de la biréfringence et la fibre peut alors être vue comme une concaténation de tronçons biréfringents d'axes différents**. Dans le cas d'une fibre PM, ces mêmes contraintes locales ne couplent la lumière d'un axe sur l'autre que si elles sont suffisamment grandes pour induire une biréfringence comparable à celle de la fibre.

Dans nos expériences, nous avons utilisé de nombreuses fibres à maintien de polarisation. Nous nous sommes toujours appliqués à injecter le signal suivant un des axes privilégiés. De plus, pour éviter toute variation de biréfringence, ces fibres ont toujours été fixées pour éviter tout mouvement.

C.3.2 Polariseur tournant

Un polariseur est un composant qui ne laisse passer que la lumière polarisée rectilignement suivant son axe. Ainsi, si la polarisation d'une lumière traversant un polariseur fait un angle ϑ avec l'axe de celui-ci, l'intensité du signal transmise vérifie la loi de Malus

* Nous rappelons que ceci est à l'origine de la dispersion de mode de polarisation, source de dégradation dans les systèmes de transmission optique, comme nous l'avons expliqué au chapitre 1.

** Rappelons que ceci explique la difficulté de compenser la dispersion de mode de polarisation sur les lignes de transmission.

$I = I_0 \cos^2(\vartheta)$, où I_0 est l'intensité incidente. La composante orthogonale à l'axe du polariseur est, quant à elle, absorbée.

L'efficacité d'un tel composant est quantifiable par son taux d'extinction défini comme précédemment dans le cas d'une fibre PM et qui exprime globalement les pertes induites par le polariseur sur l'axe croisé. Lors de nos mesures, les polariseurs utilisés avaient des taux d'extinction de 30 dB.

La Figure C- 7 présente l'un des composants utilisés au cours des travaux expérimentaux.

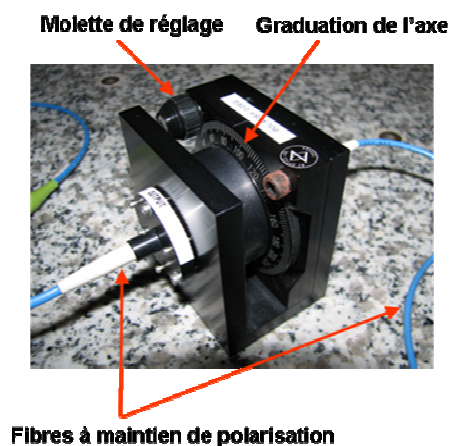


Figure C- 7 : Polariseur tournant à maintien de polarisation utilisé au cours des expériences.

Il s'agit d'un polariseur dit « tournant » et à maintien de polarisation. Ceci signifie que son axe peut être choisi faisant un certain angle avec la verticale, contrairement aux polariseurs fixes. Cependant, les fibres à maintien de polarisation en entrée et sortie de ce dispositif sont, quant à elles, fixes et leurs axes sont alignés avec les graduations 0° et 90° du polariseur. Ainsi, d'après ce que nous avons expliqué sur le fonctionnement des fibres à maintien de polarisation, la polarisation en sortie du polariseur est parfaitement maintenue seulement lorsque l'axe de celui-ci est choisi à 0° ou 90° .

C.3.3 Contrôleur de polarisation

Un contrôleur de polarisation est un composant qui permet de contrôler l'état de polarisation d'un signal se propageant dans une fibre standard.

Son principe est basé sur la possibilité de modifier la polarisation de la lumière se propageant dans une fibre standard* en modifiant la biréfringence de celle-ci par application de contraintes mécaniques. Dans le cas d'un contrôleur de polarisation, les contraintes sont imposées en réalisant des boucles avec la fibre. La biréfringence induite est inversement proportionnelle au carré du diamètre des boucles. On peut ainsi, selon le diamètre et le nombre de boucles, induire des déphasages équivalents à ceux des lames de phase permettant de modifier la polarisation.

Nous avons, dans nos expériences, utilisées des contrôleurs de polarisation à boucles de Lefèvre [24]. Ceux-ci se composent de trois jeux de boucles imposés à une fibre standard : les boucles en entrée et sortie du contrôleur sont formées d'un seul tour, s'apparentant ainsi à des lames quart d'onde, la boucle du milieu est formée de 2 tours pour obtenir l'équivalence d'une demi-onde. Ces jeux de boucles sont positionnés sur un support permettant de faire varier l'axe des « pseudo-lames ».

* Nous rappelons que nous appelons « fibre standard », les fibres de type monomode usuellement utilisées dans les lignes de transmission, comme la SMF, pour Single Mode Fibre.

C.3.4 Polarimètre

Un polarimètre est un appareil permettant d'analyser la polarisation d'un signal. Celui utilisé lors des études expérimentales au laboratoire est un PAT 9000 de chez Thorlabs Blueline™ Series et est représenté sur la Figure C- 8.

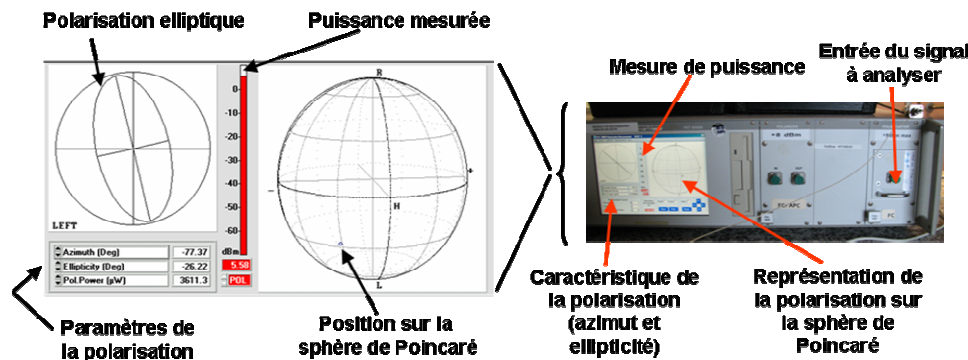


Figure C- 8 : Polarimètre utilisé au laboratoire.

La mesure est basée sur le calcul des paramètres de Stokes à partir de la mesure de l'intensité optique du signal à analyser, comme nous pouvons le comprendre d'après ce qui a été expliqué au paragraphe C.1 et d'après [25]. Ceci permet de représenter l'état de polarisation du signal sur la sphère de Poincaré ainsi que d'en donner l'azimut et l'ellipticité [26].

Nous tenons à faire remarquer que, comme l'ergot des fibres PM est conventionnellement aligné avec leur axe lent et que l'ergot du polarimètre est situé vers le bas de la traversée, une polarisation rectiligne suivant l'axe lent d'une fibre PM est représentée rectiligne verticale sur le polarimètre. De plus, dans le cas de notre montage de module de SOA, les ergots en entrée et sortie de module sont placés de la même manière que l'ergot en entrée du polarimètre. Ainsi, une polarisation rectiligne verticale visualisée au polarimètre correspond à une polarisation TM et une polarisation rectiligne horizontale à une TE.

C.4 Etude analytique et numérique de la PDG du NOLM-SOA en réflexion en fonction de celle du SOA seul

Ce paragraphe a pour but de présenter quelques résultats numériques significatifs montrant l'impact de différents cas de dépendance du SOA à la polarisation sur la PDG du NOLM-SOA.

Pour cette étude, nous avons utilisé les courbes de gain statique obtenues avec des sondes co et contra-propagatives, dans la configuration d'utilisation du SOA dans le NOLM-SOA. Ces courbes sont différentes de 0,5 dB au niveau du gain « petit signal », et se rejoignent ensuite dans le régime de saturation. Cette légère différence de gain « petit signal » est due aux différences de couplage de chaque côté du SOA ainsi qu'à la légère différence de pertes pour les ondes co et contra-propagatives dans le NOLM-SOA.

Pour imposer les valeurs de PDG du SOA en co et contra-propagation, nous avons imposé une différence de puissances de saturation entre les deux courbes de gain statique correspondant à chaque axe de polarisation de pompe (TE ou TM). Ce procédé a été choisi après les premières

mesures expérimentales de PDG du SOA, présentées notamment sur la Figure 5.55, car il simule tout à fait la réalité.

Les simulations numériques ont été réalisées pour deux PDG en co-propagation : l'une correspondant à une insensibilité du SOA (0,5 dB) et l'autre à une forte dépendance (3 dB). La PDG « contra-propagative » a été alors fixée en fonction de la PDG « co-propagative », les valeurs choisies sont soit légèrement supérieure, soit légèrement inférieure, soit fortement différente. Ceci a pour but de traiter un échantillon significatif des cas de figure physiquement possible.

Ainsi, dans le cas où $PDG_{co} = 0,5$ dB, nous avons choisi les 3 valeurs de PDG_{contra} : 0,3 dB, 1 dB et 3 dB. Dans le cas où $PDG_{co} = 3$ dB, nous avons fixé les 3 valeurs de PDG_{contra} suivantes : 2 dB, 4 dB et 0,5 dB.

Les résultats sont reportés sur la Figure C- 9. Ils montrent que, dans le cas où $PDG_{co} = 0,5$ dB, la PDG du NOLM-SOA est toujours faible, même si la PDG_{contra} est très forte (dans ce cas, la PDG du NOLM-SOA peut rester inférieure à 1 dB). Par contre, si le SOA en co-propagation est sensible à la polarisation, le NOLM-SOA l'est également.

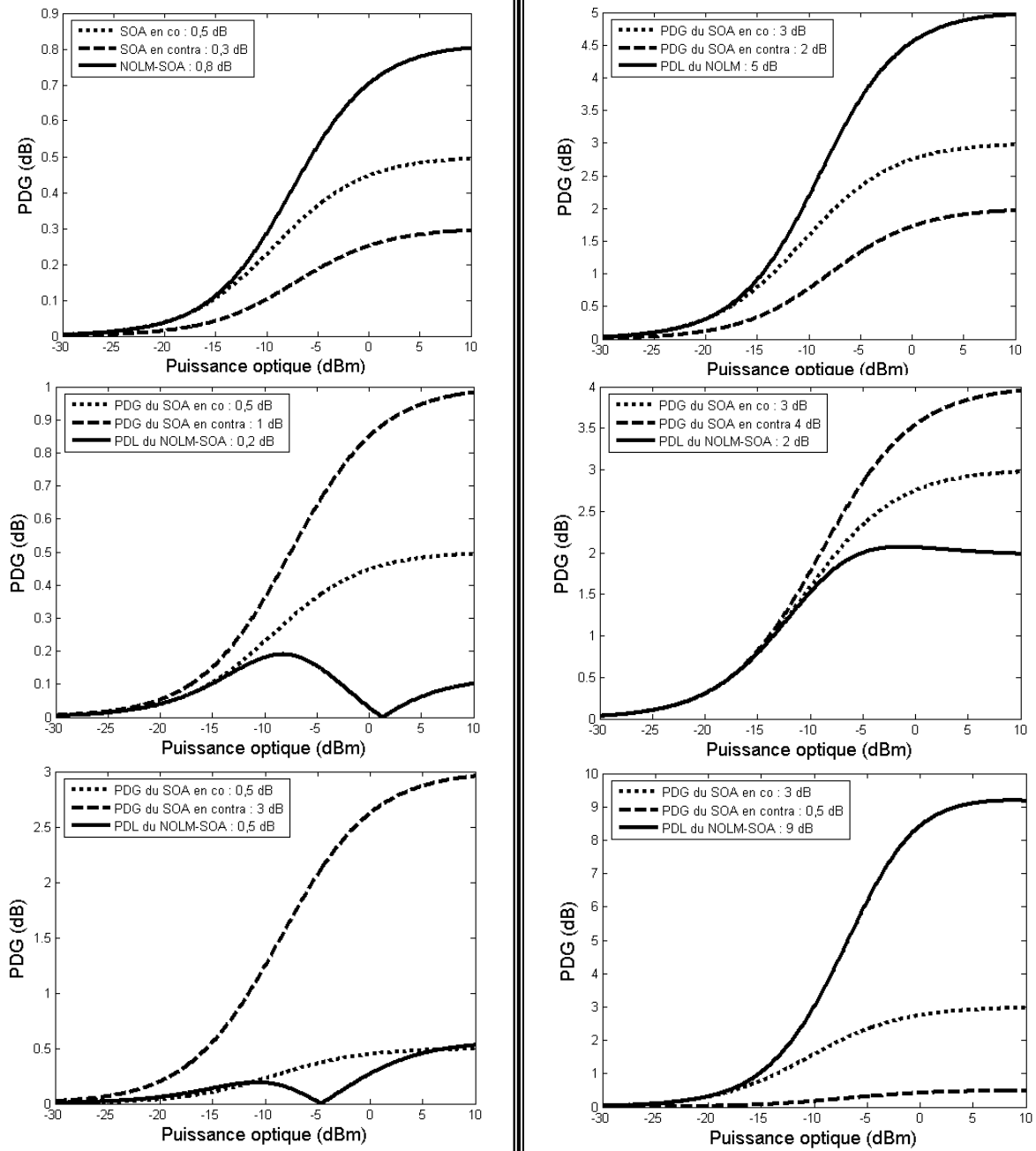


Figure C- 9 : Etude numérique de la dépendance du NOLM-SOA en réflexion à la polarisation en fonction de la dépendance du SOA utilisé en co et contra-propagation.

A gauche, si $PDG_{co} = 0,5 \text{ dB}$; à droite, si $PDG_{co} = 3 \text{ dB}$

Ces résultats montrent qu'il faut que le SOA du NOLM-SOA soit insensible à la polarisation, tout au moins en co-propagation, pour que l'interféromètre le soit. Ils ont donc permis d'orienter l'étude expérimentale de la dépendance du gain des dispositifs DESOA et NOLM-SOA à la polarisation vers une étude de la PDG du SOA seul selon ses configurations d'utilisation.

Dans la suite de cette annexe, des compléments à cette étude expérimentale du SOA sont ainsi présentés.

C.5 Interférences lors de l'étude du SOA en configuration pompe/sondes co et contra-propagatives

Ce paragraphe a pour but de présenter les mesures réalisées à partir du montage d'étude de la PDG du SOA dans une configuration pompe/sondes co et contra-propagatives. Pour mémoire, le schéma de ce montage est rappelé sur la Figure C- 10.

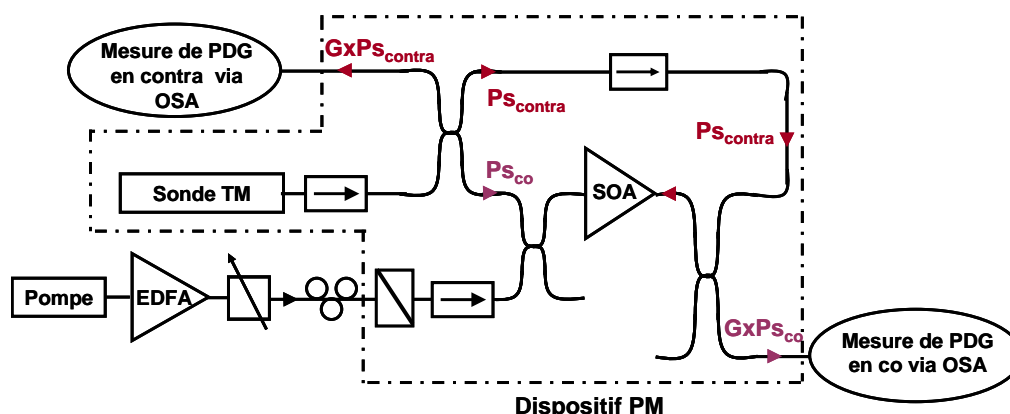


Figure C- 10 : Schéma de montage de l'étude de la PDG du SOA en configuration pompe/sonde co et contra-propagatives.

Nous avons donc essayé de mesurer le gain sur chaque sonde en fonction de la puissance du signal de pompe. Lorsque les deux sondes (co et contra-propagatives) avaient des polarisations colinéaires, de fortes interférences ont perturbé la mesure sur la sonde contra-propagative. Pour mettre en évidence les fluctuations de gain mesurées, nous avons donc réalisé plusieurs fois la mesure lorsque la pompe était polarisée TM* et tracé la courbe moyenne obtenue ainsi que les barres d'erreurs. La Figure C- 11 présente le résultat obtenu pour une puissance de sonde de -5 dBm**.

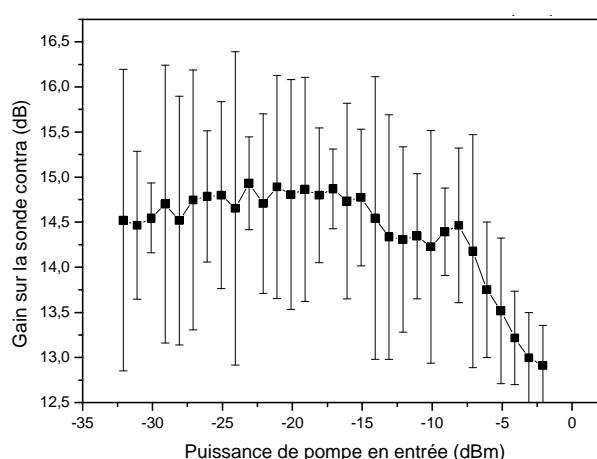


Figure C- 11 : Fluctuations de gain en contra-propagation dues à des interférences dans le montage.

* Les fluctuations étaient également présentes de manière similaire lorsque la pompe était polarisée TE. Nous n'avons donc traité qu'un seul des cas pour la mesure de barres d'erreurs.

** Des fluctuations similaires ont également été observées pour des puissances de sondes différentes, comme par exemple -15 dBm et -25 dBm.

Nous n'avons reporté ici que le résultat pour la sonde contra-propagative puisque seule cette mesure était parasitée par les fluctuations d'amplitude. Nous pensons que la sonde co-propagative se réfléchissait au niveau d'un des coupleurs et la portion repartant en sens inverse interférait avec la sonde contra-propagative.

Les fluctuations pouvant atteindre 4 dB, il est évident qu'une estimation de la PDG du SOA ne pouvait être réalisée via ce montage.

Nous avons essayé de trouver l'origine précise de ces interférences. Nous avons changé les coupleurs, inversé les fibres de chaque côté du SOA, ... mais des fluctuations d'amplitude rendaient toujours la mesure inexploitable. La polarisation de la sonde contra-propagative a donc été tournée de 90°. Les sondes co et contra-propagatives étaient alors croisées, pour minimiser les effets d'interférences. La sonde co-propagative est restée polarisée TM et la sonde contra-propagative a alors été polarisée TE. La Figure C- 12 présente le résultat analogue à celui de la Figure C- 11 mais obtenu lorsque les polarisations étaient croisées.

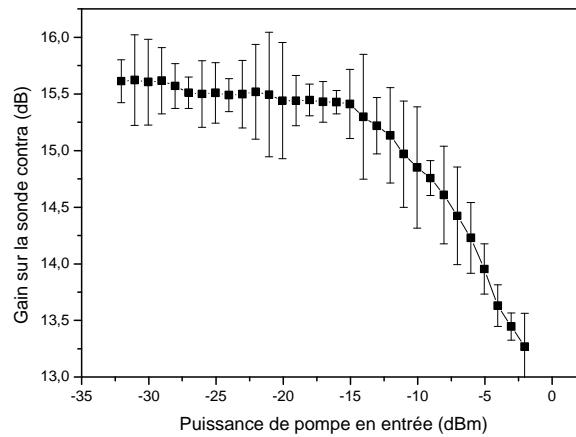


Figure C- 12 : Minimisation des interférences et donc des fluctuations d'amplitude via croisement des polarisations de sondes.

Cette fois-ci les fluctuations font au maximum 1 dB d'amplitude. Ceci montre que le montage n'est toujours pas optimal mais peut permettre d'obtenir de premiers résultats exploitables contrairement au montage avec les polarisations de sondes colinéaires.

C.6 Récapitulatifs des résultats sur la dépendance du gain du SOA à la polarisation en configuration pompe/sonde

Ce paragraphe a pour simple but de superposer les courbes de gain statique obtenues pour les différentes configurations d'utilisation du SOA et donc d'étude de sa PDG. La Figure C- 13 est donc un complément de la Figure 5.60 (ou Figure 5.68).

Elle regroupe les résultats pour chaque polarisation de pompe et de sonde et pour les deux cas de longueurs d'onde :

- Cas 1 : $\lambda_{\text{sonde}} > \lambda_{\text{pompe}}$ à droite du pic de gain (configuration d'utilisation dans le NOLM-SOA) avec $\lambda_{\text{sonde}} = 1555 \text{ nm}$ et $\lambda_{\text{pompe}} = 1550 \text{ nm}$.
- Cas 2 : $\lambda_{\text{sonde}} < \lambda_{\text{pompe}}$ à droite du pic de gain, avec $\lambda_{\text{sonde}} = 1547 \text{ nm}$ et $\lambda_{\text{pompe}} = 1552 \text{ nm}$.

La légende donne la polarisation de la sonde puis celle de la pompe.

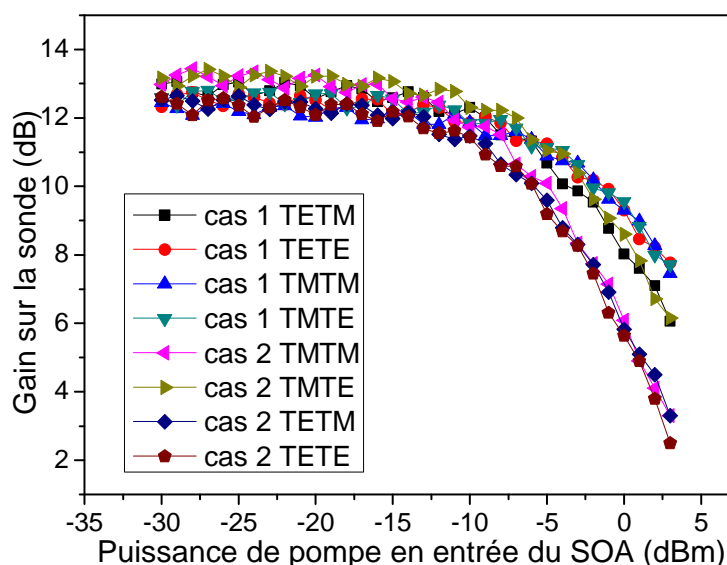


Figure C- 13 : Récapitulatif des résultats de dépendance du gain du SOA à la polarisation pour les différentes configurations pompe/sonde étudiées.

Cette figure met en évidence le fait que le paramètre critique est la puissance de saturation du SOA. La modification de celle-ci selon la configuration entraîne une dépendance plus ou moins importante du gain du SOA à la polarisation.

Bibliographie de l'annexe C

- [1] : J. D. Topomonzio, « Etude des effets de biréfringence induite dans les amplificateurs optiques à semi-conducteurs. Applications dans les systèmes de communications optiques », *Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, ENST, Paris, Février 2004.*
- [2] : J. C. Simon, « InGaAsP Semiconductor Laser Amplifiers for Single-Mode Fiber Communications », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol LT-5, N° 9, pp. 1286-1295, September 1987. Invited paper, selected for publication in the book: "Coherent Lightwave Communications", by P. S. HENRY et S. D. PERSONICK, IEEE Press, N.Y. 1989.
- [3] : C. Vassallo, « Theory and practical calculation of antireflection coatings on semiconductor laser diode optical amplifiers », *IEE Proceedings*, Vol. 137, N° 4, pp. 193-202, 1990.
- [4] : J. C. Simon, « Polarisation characteristics of very low reflectivity coatings for semiconductor laser amplifiers », *European Conference on Optical Communication (ECOC'86)*, pp. 249-252, Barcelone (Espagne), September 1986.
- [5] : T. Saitoh, T. Mukai, « 1.55 μm GaInAsP travelling-wave semiconductor laser amplifier », *J. Quantum Electron.*, Vol. 23, N° 6, pp. 1010–1020, 1987.
- [6] : P. Doussi re, P. Garabedian, C. Graver, D. Bonnerie, T. Fillion, E. Derouin, M. Monnot, J. G. Provost, D. Leclerc, M. Klenk, « 1.55 μm Polarisation Independent Semiconductor

- Optical Amplifier with 25 dB Fiber to Fiber Gain », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, N° 2, pp. 170-172, February 1994.
- [7] : T. D. Visser, B. Demeulenaere, J. Haes, D. Lenstra, R. Baets, H. Blok, « Confinement and Modal Gain in Dielectric Waveguides », *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol 14, N° 5, pp. 855-887, May 1996.
- [8] : W. Wang, K. Allaart, D. Lenstra, « Semiconductor optical amplifier gain anisotropy: confinement factor against material gain », *Electron. Lett.*, Vol. 40, N° 25, December 2004.
- [9] : M. Itoh, Y. Shibata, T. Kakitsuka, Y. Kadota, and Y. Tohmori, « Polarization insensitive SOA with a strained bulk active layer for network device application », *IEEE Photonics Tech. Lett.*, Vol. 14, N° 6, pp. 765–767, 2002.
- [10] : H. J. S. Dorren, D. Lenstra, « Nonlinear Polarisation Rotation in Semiconductor Optical Amplifiers: Theory and Application to All-Optical Flip-Flop Memories », *J. Quantum Electron.*, Vol. 39, N° 1, pp. 141-147, January 2003.
- [11] : A. Di Carlo, A. Reale, L. Tocca, P. Lugli, « Polarization-Independent δ -Strained Semiconductor Optical Amplifiers: A Tight-Binding Study », *IEEE J. Quantum. Electron.*, Vol. 34, N° 9, pp. 1730-1739, September 1998.
- [12] : E. P. O'Reilly, A. R. Adams, « Band-Structure Engineering in Strained Semiconductor Lasers », *IEEE J. Quantum. Electron.*, Vol. 30, N° 2, pp. 366-379, February 1994.
- [13] : P. Doussi re, P. Garabedian, C. Graver, D. Bonnerie, T. Fillion, E. Derouin, M. Monnot, J. G. Provost, D. Leclerc, M. Klenk, « 1.55 μm Polarisation Independent Semiconductor Optical Amplifier with 25 dB Fiber to Fiber Gain », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, N° 2, pp. 170-172, February 1994.
- [14] : N. Yoshimoto, T. Ito, K. Magari, Y. Kawaguchi, K. Kishi, Y. Kondo, Y. Kadota, O. Mitomi, Y. Yoshikuni, Y. Hasumi, Y. Tohmori, and O. Nakajima, « Four-channel polarisation-insensitive SOA gate array integrated with butt-jointed spot-size converters », *Electron. Lett.*, Vol. 33, pp. 2045-2046, 1997.
- [15] : S. Kitamura, H. Hatakeyama, K. Hamamoto, T. Sasaki, K. Komatsu, and M. Yamaguchi, « Spot-size converter integrated semiconductor optical amplifiers for optical gate applications », *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 35, pp. 1067-1074, 1999.
- [16] : K. Magari, M. Okamoto, and Y. Noguchi, « 1.55 μm polarization-insensitive high-gain tensile-strained-barrier MQW optical amplifier », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 3, pp. 998-1000, 1991.
- [17] : A. Godefroy, A. Le Corre, F. Clerot, S. Salaun, S. Loualiche, J. C. Simon, L. Henry, C. Vaudry, J.C. Keromnes, G. Joulie, and P. Lamouler, « 1.55- μm polarization-insensitive optical amplifier with strain-balanced superlattice active layer », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 7, pp. 473-475, 1995.
- [18] : T. Ito, N. Yoshimoto, K. Magari, and H. Sugiura, « Wide-band polarization- independent tensile-strained InGaAs MQW-SOA gate », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, pp. 657-659, 1998.
- [19] J.-Y. Emery, T. Ducellier, M. Bachmann, P. Doussiere, F. Pommereau, R. Ngo, F. Gaborit, L. Goldstein, G. Laube, and J. Barrau, « High performance 1.55 μm polarisation insensitive semiconductor optical amplifier based on low-tensile-strained bulk GaInAsP », *Electron. Lett.*, Vol. 33, pp. 1083-1084, 1997.

- [20] : J. R. Kim, J. S. Lee, S. Park, M.W. Park, J. S. Yu, S. D. Lee, A. G. Choo, T. I. Kim, and Y. H. Lee, « Spot-size converter integrated polarization insensitive semiconductor optical amplifiers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 11, pp. 967-969, 1999.
- [21] : B. Kennedy, « A Study of the Origin and Applications of Nonlinear Polarization Rotation in Semiconductor Optical Amplifiers », *Thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of doctor of philosophy*, School of Electronic Engineering Faculty of Engineering and Computing, Dublin City University, Dublin (Irlande), December 2005.
- [22] : R. J. Manning, A. Antonopoulos, R. Le Roux, A. E. Kelly, « Experimental measurement of nonlinear polarisation rotation in semiconductor optical amplifiers », *Electron Letters.*, Vol. 37, pp. 229-231, February 2001.
- [23] : H. Soto, D. Erasme, G. Guekos, « Cross-Polarization Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers », *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 11, pp. 970-972, 1999.
- [24] : H.C. Lefevre, « Single mode fibre fractional wave devices and polarization controllers », *Electron. Lett.*, Vol. 16, N° 20, pp. 778-780, 1980.
- [25] : G.G. Stokes, *Trans. Cambridge. Phil. Soc.*, Vol. 9, pp. 309, 1852.
- [26] : R. Guenther, « Modern optics », *John Wiley and sons*, p. 47, 1990.

Annexe D

Complément d'étude sur le TASR 1040

Cette annexe complète l'étude sur la fonction commerciale TASR 1040, pour Tunable All-optical Signal Regenerator. Elle présente plus précisément ce dispositif commercial, décrit les différents régimes de fonctionnement observés et caractérise la fonction à 40 Gbit/s pour un point de fonctionnement équivalent à celui d'un NOLM-SOA classique utilisé en transmission.

D.1 Description du dispositif

Le dispositif commercial TASR 1040 se présente sous la forme d'une boîte rectangulaire d'où sortent trois fibres. Elles permettent respectivement l'injection du signal de sonde au pied de l'interféromètre, celle du signal de données par le coupleur de contrôle et enfin la récupération du signal de sortie en transmission. La Figure D- 1 présente la schématisation de cette fonction.

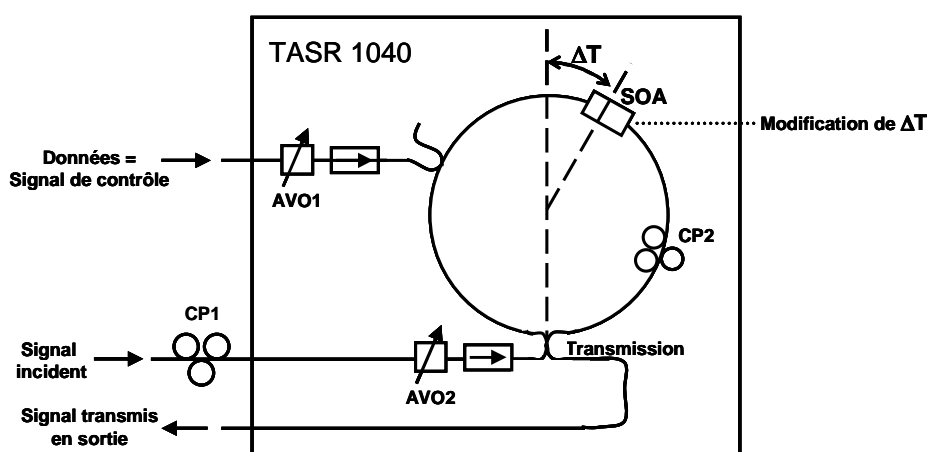


Figure D- 1 : Schématisation du TASR 1040.

Ce schéma montre ce que contient la fonction TASR, c'est-à-dire un NOLM-SOA fait de fibres standard comprenant un contrôleur de polarisation (CP2), deux isolateurs et deux atténuateurs. Ces derniers permettent respectivement de protéger et de faire varier la puissance des signaux injectés dans la fonction, c'est-à-dire les données et la sonde. Un contrôleur de polarisation (CP1) externe est également fourni pour ajuster la polarisation du signal de sonde incident.

Cette fonction a donc une architecture similaire au NOLM-SOA étudié au cours de cette thèse et présenté au paragraphe 5.2. Les principales différences sont que la boucle du TASR n'est pas à maintien de polarisation, d'où notamment l'utilisation des deux contrôleurs de polarisation et qu'il est impossible ici de travailler en configuration réflexion du fait de l'isolateur inclus dans la fonction. Notons ainsi que le fonctionnement du TASR 1040 est différent de celui du NOLM-SOA conçu au laboratoire.

Ce composant étant commercial, nous n'avons accès qu'aux trois fibres ainsi qu'à un programme de réglage et un petit orifice permettant de modifier le paramètre ΔT . Le programme se présente sous forme d'interface graphique offrant la possibilité de choisir le courant d'alimentation du SOA, de faire varier l'atténuation imposée aux deux signaux injectés par les deux atténuateurs variables optiques (AVO) et enfin de contrôler la polarisation dans la boucle par la commande de CP2.

Par contre, le programme ne permet pas de modifier précisément le paramètre ΔT . Celui-ci est réglé préalablement par la société Kailight pour un fonctionnement optimal à 40 Gbit/s* et seule une clé alène et un orifice sur le côté de la fonction permettent de le faire varier mais de façon grossière et sans aucun moyen de contrôle sur la valeur imposée.

Le fonctionnement du TASR dépend en fait beaucoup plus de la polarisation dans la boucle que de la valeur du paramètre ΔT [1]. En effet, si les ondes co et contra-propagatives n'ont pas des polarisations colinéaires à leur passage dans le coupleur au pied de la boucle, les interférences seront plus ou moins efficaces, modifiant la transmission du TASR. De plus, les deux contrôleurs de polarisation peuvent permettre d'imposer des polarisations différentes aux deux ondes en entrée du SOA. Ceci peut alors entraîner une différence de réponse du SOA sur chacune des ondes et ainsi modifier la différence de gain entre celles-ci. Les contrôleurs de polarisation ont donc pour rôle de modifier les interférences en jouant à la fois sur le déphasage entre les deux ondes et sur l'efficacité de leurs interférences au niveau du coupleur.

Plusieurs régimes de fonctionnement peuvent alors être obtenus en transmission, comme nous le verrons dans la caractérisation de la fonction au paragraphe suivant.

D.2 Caractérisation du SOA

Dans un premier temps, nous avons étudié le SOA inséré dans le TASR. Pour cela, nous avons travaillé en régime statique, c'est-à-dire sans injection de signal ou avec des signaux continus. Les interférences sont ainsi évitées ne pouvant pas nous placer à ΔT nul puisque ce paramètre est préréglé.

Nous avons tout d'abord visualisé le spectre d'émission spontanée amplifiée en connectant la sortie transmission du TASR à un analyseur de spectre optique. Le courant du SOA a été fixé, via le programme, à 340 mA, comme conseillé dans la documentation technique du TASR. La Figure D- 2(a) montre le spectre obtenu.

Nous voyons que le ripple est assez élevé (jusqu'à 2 dB mesuré), ce qui peut être relativement pénalisant pour la stabilité du dispositif. Notons que ce ripple a été mesuré à 1 dB pour un courant de 100 mA. Ceci laisse à penser que les traitements anti-reflet des faces du SOA sont de faible qualité**.

* Nous savons seulement que la valeur du paramètre ΔT se situe entre 7 et 10 ps.

** Les ISL mesurés correspondent à des cavités de 1,5 mm et 310 μ m environ, ce qui équivaldrait aux dimensions de la puce et ses tapers.

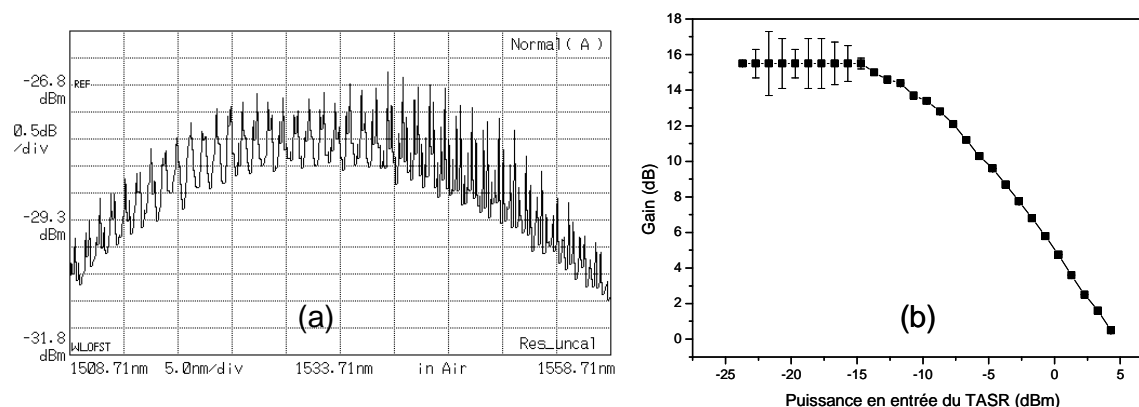


Figure D- 2 : Caractérisation statique du SOA du TASR 1040.

(a) : Observation du ripple via le spectre d'ESA ; (b) : Courbe de gain statique

La seconde information fournie par cette figure concerne le pic de gain situé à la longueur d'onde 1533 nm. Ceci peut sembler assez faible pour des applications de télécommunications optiques ; cependant, le gain est tout à fait correct à 1550 nm comme l'atteste la courbe de gain statique en auto-saturation reportée sur la Figure D- 2(b). En effet, en injectant un signal continu par le coupleur de contrôle et en collectant le signal en sortie transmission, il est possible de mesurer le gain du SOA*. Un gain « petit signal » de 15,5 dB a ainsi été mesuré, sachant que, vraisemblablement**, le signal traverse, en plus du SOA, deux coupleurs 50/50, un isolateur et un atténuateur. Le gain « petit signal » du SOA est ainsi estimé à au moins 22 dB.

Nous pouvons enfin remarquer que nous avons reporté les barres d'erreurs de la mesure sur la Figure D- 2(b). En effet, la mesure était assez instable en régime « petit signal ». Ceci est sûrement dû au phénomène de ripple puisque nous pouvons remarquer que la mesure devient stable pour une puissance injectée d'environ -15 dBm, puissance devant permettre de réduire ce ripple.

D.3 Etude expérimentale des différents régimes de fonctionnement du TASR

Une fois le SOA étudié en régime statique, nous avons voulu réaliser une caractérisation préliminaire de la réponse du TASR en régime dynamique. Ainsi, nous avons utilisé un banc de caractérisation classique avec une sonde continue et comme pompe, une source impulsionnelle émettant à 1540 nm un train d'impulsions de 5 ps de largeur à mi-hauteur avec une fréquence de 450 MHz. La pompe est injectée par le coupleur de contrôle du TASR et la sonde constitue le signal incident. Enfin, une photodiode et un oscilloscope permettent la détection.

Comme le paramètre ΔT est fixé, nous avons décidé de faire varier la polarisation via les contrôleurs de polarisation CP1 et CP2. Ceci peut nous permettre de visualiser les différents régimes possibles de transmission, dont celui où les interférences sont annihilées par un croisement des polarisations, montrant simplement le comportement du SOA.

Le courant d'alimentation du SOA a été fixé au maximum (340 mA) et les signaux de pompe et de sonde à des puissances moyennes de -5 dBm chacune.

* La mesure du gain du SOA a été réalisée en variant la puissance du signal via un atténuateur variable externe puis avec l'atténuateur variable interne au TASR (AVO1). Dans les deux cas, les résultats ont été identiques.

** Notons que, la boîte étant scellée, il est impossible de connaître exactement la composition et l'agencement du TASR.

Les principaux régimes observés sont les suivants :

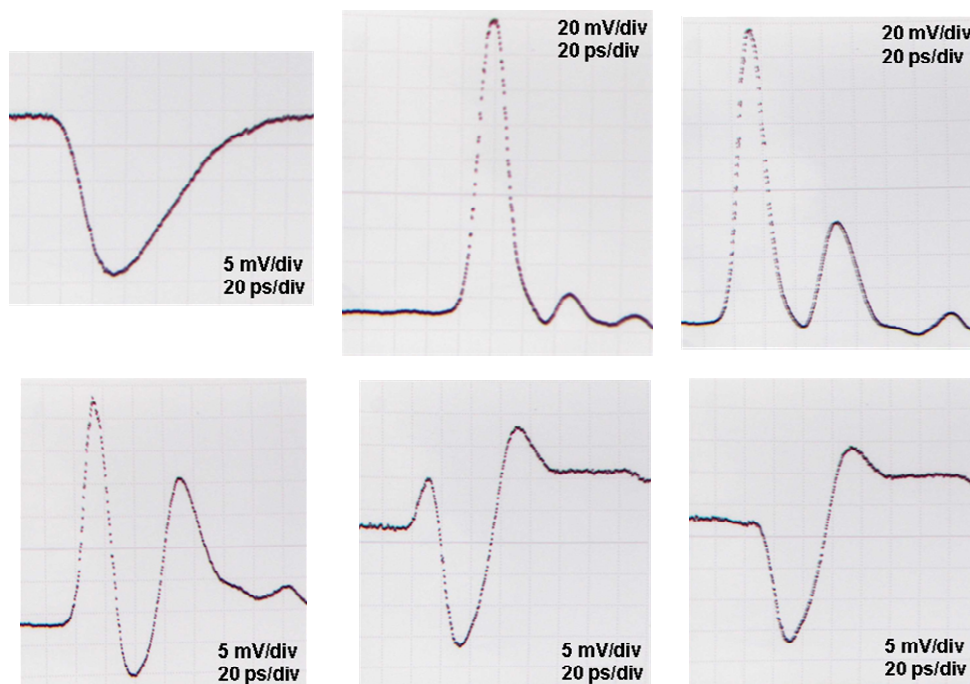


Figure D- 3 : Différents régimes de transmission du TASR 1040 observés expérimentalement.

Nous présumons que la première acquisition en haut à gauche correspond au cas de fonctionnement du simple SOA, c'est-à-dire quand les polarisations des ondes co et contre-propagatives sont croisées. La forme du signal ressemble en effet fortement à une compression de gain d'un SOA. Cependant, comme nous n'avons pas accès à l'entrée du coupleur fermant la boucle, nous ne pouvons vérifier les états de polarisation au polarimètre.

Le temps de récupération du gain est mesuré égal à 65 ps, ce qui semble être une valeur cohérente puisque Kailight assure que le temps de récupération du gain des SOA utilisés est relativement lent et que nous avons utilisé une sonde saturante pouvant jouer le rôle de faisceau de maintien.

La seconde acquisition, en haut au milieu, a une allure typique d'un signal de transmission d'un NOLM-SOA. Nous supposons donc que, dans ce cas, les polarisations des deux ondes sont colinéaires. Le taux d'extinction mesuré est de 9,25 dB, ce qui est relativement peu important pour un interféromètre. Notons qu'il s'agit du meilleur résultat présentant cette allure que nous avons pu obtenir.

Les acquisitions suivantes montrent les régimes particuliers dus à une modification de l'efficacité des interférences par jeu de polarisation. Ces formes de signaux sont progressives jusqu'à une allure de signal assez remarquable, celle correspondant à l'acquisition en bas à droite sur la Figure D- 3. En effet, ce signal a la forme d'une simple compression de gain d'un SOA mais dont le temps de récupération est mesuré autour de 25 ps, ce qui correspond, nous le rappelons, à la limite des appareils de mesure. Ainsi, dans ce régime, le TASR semble avoir le fonctionnement d'un SOA suivant le débit de 40 Gbit/s.

Des allures similaires ont été obtenues numériquement via l'utilisation du modèle « complet » en incluant simplement dans l'expression du signal transmis un terme de phase dû à la polarisation. La description de l'étude numérique et des résultats obtenus est reporté dans le paragraphe suivant.

D.4 Etude numérique des différents régimes de fonctionnement.

D.4.1 Présentation du modèle utilisé

Tout d'abord, pour expliquer l'introduction des effets de polarisation dans les équations régissant le NOLM-SOA et ainsi pourvoir simuler le TASR 1040, nous tenons à rappeler quelques notions d'interférences en lumière polarisée.

Lorsque deux ondes de même fréquence interfèrent, l'intensité résultant est donnée par l'expression :

$$\begin{aligned} I &= \langle |E(t)|^2 \rangle = \langle |E_1(t) + E_2(t)|^2 \rangle \\ &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\phi_2 - \phi_1) \end{aligned} \quad (D.1)$$

où E_1 et E_2 sont les champs électriques formant les deux ondes, I_1 et I_2 leurs intensités et ϕ_1 et ϕ_2 , leurs phases respectives.

Cette formule suppose implicitement un même état de polarisation pour les deux ondes et ne représente donc qu'un cas particulier. Nous allons alors montrer comment obtenir une formule générale.

Considérons tout d'abord le cas le plus simple où les polarisations sont rectilignes.

Les états de polarisation des deux ondes peuvent alors être orthogonaux, colinéaires ou faisant un angle quelconque.

Lorsque les polarisations sont orthogonales, les champs vectoriels E_1 et E_2 sont perpendiculaires. Ainsi :

$$\begin{aligned} I &= \langle |E_1 + E_2|^2 \rangle \\ &= \langle |E_1|^2 + |E_2|^2 \rangle \\ &= \langle |E_1|^2 \rangle + \langle |E_2|^2 \rangle \\ &= I_1 + I_2 \end{aligned} \quad (D.2)$$

Il y a, dans ce cas, simple addition des intensités et donc pas d'interférences.

Lorsque les polarisations sont colinéaires, les vecteurs E_1 et E_2 sont parallèles. On se trouve dans le cas d'interférences maximales, c'est-à-dire que l'intensité est donnée par la formule (D.1).

Enfin, lorsque les deux ondes ont des polarisations rectilignes faisant un angle α quelconque l'une avec l'autre, la technique consiste à décomposer un des deux champs sur les directions parallèle et perpendiculaire à la direction de l'autre, comme le montre la Figure D- 4.

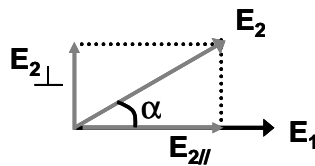


Figure D- 4 : Cas de polarisation rectilignes quelconques.

L'intensité se calcule alors comme suit :

$$\begin{aligned}
 I &= \left\langle |E_1 + E_{2\parallel} + E_{2\perp}|^2 \right\rangle \\
 &= \left\langle |E_1 + E_{2\parallel}|^2 \right\rangle + \left\langle |E_{2\perp}|^2 \right\rangle \\
 &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\alpha) \cos(\phi_2 + \phi_1)
 \end{aligned} \tag{D.3}$$

En effet, cette formule met en évidence que les composantes colinéaires des deux ondes interfèrent alors que les éclaircissements des composantes orthogonales s'additionnent simplement.

Notons que cette formule permet de retrouver celles des deux cas précédents en choisissant respectivement $\alpha = \pi/2$ et $\alpha = 0$.

Considérons maintenant le cas général, c'est-à-dire lorsque les polarisations des deux ondes sont elliptiques et totalement quelconques. Le but est alors de se ramener au cas précédent. Pour cela, nous utilisons la sphère de Poincaré, comme le montre la Figure D- 5.

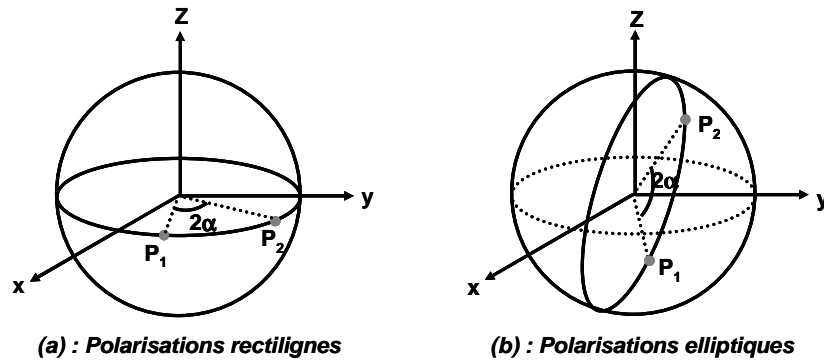


Figure D- 5 : Représentation de la polarisation des deux ondes sur la sphère de Poincaré.
(a) : Cas des polarisations rectilignes ; (b) : Cas des polarisations elliptiques.

Cette figure montre la comparaison des deux cas : états de polarisations rectilignes et elliptiques. D'après cette représentation sur la sphère de Poincaré, il est clair qu'il est toujours possible de trouver un angle de rotation α entre les deux états de polarisation des ondes.

Ainsi, quelles que soient les polarisations des ondes devant interférer, la formule (D.3) est toujours valable. Nous nous sommes donc inspirés de cette formule pour modifier l'expression de la puissance transmise par un NOLM.

Comme nous l'avons montré au chapitre 5, la puissance transmise par un NOLM-SOA est donnée par la formule suivante :

$$P_R = K(1-K) \cdot P_i \cdot G_{co} \left(1 + \Delta G + 2\sqrt{\Delta G} \cos(\Delta\phi_{SOA}) \right) \tag{D.4}$$

où P_i est la puissance du signal incident, G_{co} le gain vu par l'onde co-propagative, K le coefficient du coupleur fermant la boucle, ΔG le rapport linéaire des gains en co et contra-propagation, $\Delta\phi_{SOA}$ le déphasage entre les deux ondes imposé par la modulation du SOA.

Ainsi, la prise en compte de la polarisation dans le processus interférentiel au niveau du coupleur fermant la boucle donne l'expression suivante :

$$P_T = P_i \cdot G_{co} \left[(1-K)^2 + K^2 \Delta G - 2K(1-K) \sqrt{\Delta G} \cos(\Delta\varphi_{SOA}) \cos(\Delta\varphi_{polarisation}) \right] \quad (D.5)$$

où $\Delta\varphi_{polarisation}$ est le déphasage introduit par le jeu de polarisation, correspondant à l'angle α exprimé en radians.

A partir de cette équation, nous avons tracé la puissance transmise normalisée du TASR pour différents déphasages dus à la polarisation.

D.4.2 Résultats de l'étude numérique

Nous ne reportons dans ce paragraphe que les courbes obtenues présentant des allures similaires à celles présentées sur la Figure D- 3. Notons que l'évolution de la puissance transmise observée numériquement pour une modification graduelle du déphasage de polarisation (c'est-à-dire une augmentation progressive de $\pi/16$) s'est avéré correspondre qualitativement assez bien à l'évolution observée expérimentalement par une modification des contrôleurs de polarisation. La Figure D- 6 présente les résultats numériques obtenus.

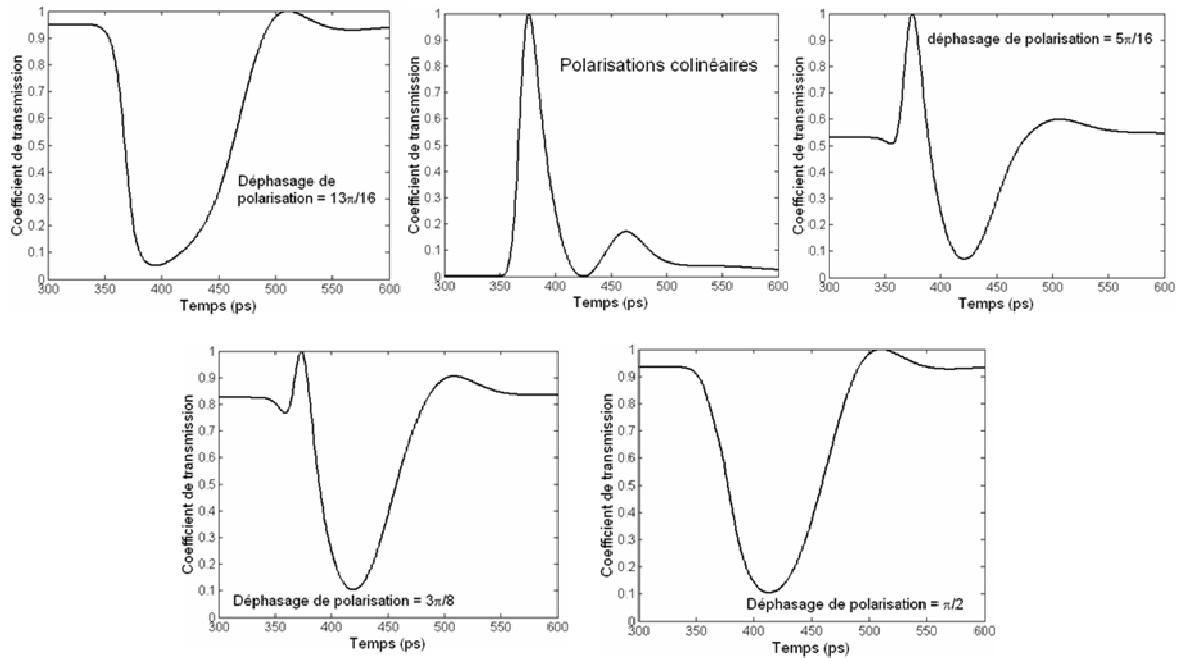


Figure D- 6 : Résultats numériques d'allure de la puissance transmise selon le déphasage induit par les différents états de polarisation des deux ondes à leurs passages dans le coupleur fermant la boucle.

Cependant, notons que les courbes obtenues expérimentalement et numériquement ne sont pas strictement identiques. Ceci peut venir bien évidemment du choix des paramètres, notamment des puissances de pompe et sonde ainsi que du paramètre ΔT , dont le réglage expérimental est impossible à évaluer précisément. Cependant, en modifiant arbitrairement ces variables, nous n'avons jamais réussi à obtenir certains régimes tel celui particulièrement spécifique présentant une allure de compression de gain de largeur à mi-hauteur inférieure à 25 ps. Notons que la dernière courbe en bas à droite montre un certain « rétrécissement » temporel mais pas assez important par rapport à celui obtenu expérimentalement. Nous pensons que l'écart entre les résultats expérimentaux et numériques vient du fait que l'équation résolue ne prend en compte que les effets de polarisation en sortie de boucle mais pas ceux influant sur le comportement du SOA en co et contra-propagation et donc sur la différence ΔG de gain co/contra.

Cette étude constitue donc un premier pas vers la compréhension totale du fonctionnement du TASR. Cependant, une étude plus précise à partir du formalisme de Jones devrait permettre de prendre en compte pas à pas les différents changements d'états de polarisation des ondes co et contra-propagatives. De plus, pour une comparaison plus aisée entre l'expérience et la modélisation numérique, il faudrait travailler sur une fonction optique inspirée du TASR mais permettant l'accès à beaucoup plus d'information sur les paramètres expérimentaux, tels le paramètre ΔT ou les états de polarisation aux différents points de la boucle.

Ceci n'a pas été l'objet de cette thèse car nous avons privilégié, par manque de temps*, la caractérisation « système » de la fonction commerciale pour tester ses capacités régénératives au débit de 40 Gbit/s. Les tests avec le point de fonctionnement proposé par le fabricant du TASR sont inclus dans le paragraphe 6.2 du corps du manuscrit. Dans le paragraphe suivant, nous reportons les résultats obtenus pour le régime de fonctionnement équivalent à celui d'un NOLM-SOA classique, c'est-à-dire avec les polarisations des ondes co et contra-propagatives imposées colinéaires.

D.5 Tests « système » à 40 Gbit/s du TASR dans le régime de fonctionnement usuel d'un NOLM-SOA classique en transmission : polarisations colinéaires

Tout d'abord, nous avons étudié le cas d'un travail avec un signal NRZ. Nous rappelons que nous avons montré, au paragraphe 5.2.1.2 du chapitre 5, que le NOLM-SOA en transmission ne permet pas un fonctionnement avec des données codées au format NRZ. En effet, dans ce cas, il y a nécessairement une perte d'information, comme l'ont illustré les études numériques reportées sur les Figure 5.7 (a) et (b).

Ceci a été vérifié lors de l'étude du TASR 1040 avec optimisation de la colinéarité des polarisations des ondes en entrée du coupleur fermant la boucle de Sagnac. La Figure D- 7 présente un exemple de séquence transmise par le TASR dans cette configuration.

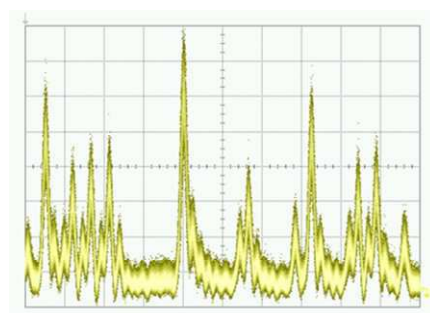


Figure D- 7 : Séquence transmise par le TASR 1040 lorsque les polarisations des ondes co et contra-propagatives sont optimisées pour être colinéaires à l'entrée du coupleur où elles interfèrent.

Cet échantillon de séquence transmise montre que l'information portée par le format NRZ est totalement perdue.

* Pour information, l'étude du TASR constitue le dernier travail expérimental réalisé au cours de cette thèse. Nous attendions un composant plus performant car évitant une conversion de longueur d'onde via l'intégration d'un MMI avec le SOA. Nous n'avons appris que fin 2006 que nous ne pourrions pas obtenir cet autre composant.

Nous avons ensuite travaillé avec une séquence RZ pseudo-aléatoire de 2^7-1 bits, formée d'impulsions de 8 ps de largeur à mi-hauteur.

Pour le réglage du TASR, nous avons utilisé la procédure de réglage du NOLM-SOA décrite au chapitre 5. Comme le paramètre ΔT est fixé, nous nous sommes tout d'abord efforcés de nous placer en polarisations orthogonales pour choisir les valeurs de puissances pour un fonctionnement optimal du SOA. Puis, nous avons fait varier les interférences en jouant sur les contrôleurs de polarisation, pour nous placer, cette fois-ci, dans une configuration de polarisations colinéaires. La Figure D- 8 présente la séquence obtenue en sortie du TASR 1040 et le diagramme de l'œil associé.

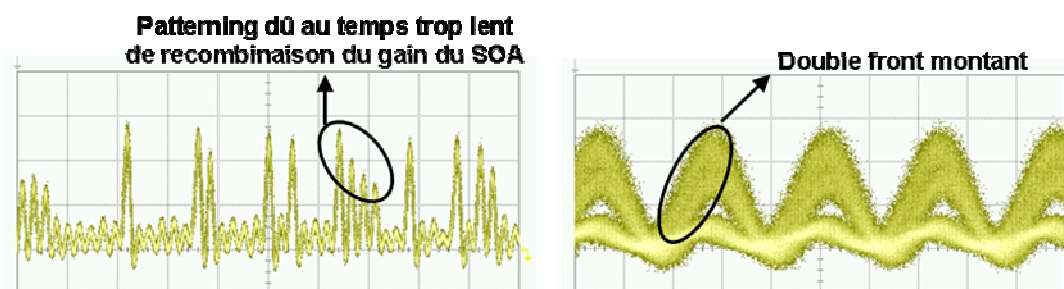


Figure D- 8 : Signal transmis en réponse à un signal de commande codé au format RZ, dans le cas d'un régime de fonctionnement classique, c'est-à-dire avec polarisations colinéaires.

A gauche : séquence ; à droite : diagramme de l'œil.

On distingue très nettement, sur ces deux acquisitions, la déformation du signal provoquée par le phénomène de patterning, ou interférences entre symboles. Dans le cas de la séquence, cela se traduit par une décroissance de l'amplitude d'une série de symboles '1' successifs et, dans le cas du diagramme de l'œil, par un double front montant. En conséquence, l'œil est fermé, la détection est très difficile et de nombreuses erreurs sont commises. Nous avons, en effet, tenté une mesure de taux d'erreur binaire sur le signal en sortie du TASR. Or, nous n'avons jamais réussi à obtenir un signal sans erreur. Un plancher d'erreur mesuré à 10^{-7} a été la meilleure performance réalisée*.

Notons que nous avons essayé d'optimiser la valeur du paramètre ΔT , via la clé alêne, pour tenter d'améliorer la transmission du TASR dans cette configuration. Or, les acquisitions de la Figure D- 8 correspondent au meilleur point de réglage obtenu. La modification du paramètre ΔT n'a eu pour effet que, dans un sens, de fermer la fenêtre de transmission, et dans l'autre sens, de créer une seconde fenêtre d'échantillonnage.

Ainsi, les phénomènes de patterning et de double front montant observés sur les acquisitions de la Figure D- 8 sont dus à un temps trop lent de récupération du gain du SOA utilisé dans le TASR. Cette configuration ne permet donc pas un fonctionnement du TASR 1040 au débit de 40 Gbit/s.

* Nous ne présentons pas de courbe de taux d'erreur binaire pouvant montrer le plancher d'erreurs car ce point de fonctionnement du TASR est très instable car très dépendant de la polarisation ce qui ne nous a pas permis de mesures pertinentes.

Cette annexe présente donc la description du dispositif commercial TASR 1040. Elle fournit de plus une étude préliminaire expérimentale et numérique des différents régimes de fonctionnement. Enfin, elle montre qu'avec des polarisations colinéaires, le TASR se comporte comme un NOLM-SOA classique utilisé en transmission qui ne permet pas d'applications à 40 Gbit/s. Ces travaux constituent un complément à l'étude réalisée dans la configuration proposée par le fabricant et décrite dans le corps du manuscrit au paragraphe 6.2.

Bibliographie de l'annexe D

-
- [1] : E. Granot, R. Zaibel, N. Narkiss, S. Ben-Ezra, H. Chayet, N. Shahar, S. Sternklar, S. Tsadka, « Tunable all-optical signal regenerator with a semiconductor optical amplifier and a Sagnac loop: principles of operation », *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 22, N° 12, December 2005.

Annexe E

Bibliographie de l'auteur

Publication

- **Gwenaëlle Girault**, Aisling Clarke, Céline Guignard, Prince Anandarajah, Laurent Bramerie, Douglas Reid, Liam Barry, Jean-Claude Simon and John Harvey, « Performance Analysis of a Simple SOA Wavelength Converter based on XPM and Shifted Filtering up to 80 Gbit/s », *J. Lightwave Technol.*, submitted in April 2007.

Communications orales

- **Gwenaëlle Girault**, Aisling Clarke, Céline Guignard, Prince Anandarajah, Laurent Bramerie, Liam Barry et Jean-Claude Simon, « Impact du décalage du filtre sur les performances d'un convertisseur en longueur d'onde à base de SOA et filtrage décalé », *25^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2006)*, session orale n°4 « Systèmes et réseaux de télécommunications optiques », oral N° 1, Metz (France), Novembre 2006.
- Aisling Clarke, **Gwenaëlle Girault**, Prince Anandarajah, Céline Guignard, Laurent Bramerie, Liam Barry, Jean-Claude Simon and John Harvey, « FROG Characterisation of SOA-based Wavelength Conversion using XPM in Conjunction with Shifted Filtering up to Line Rates of 80 GHz », *Conference of Laser and Electro-Optics Society (LEOS'06)*, session MP: « All Optical Components for Communications », oral MP 2, Montreal (Canada), November 2006.
- Mathilde Gay, Laurent Bramerie, Jean-Claude Simon, Vincent Roncin, **Gwenaëlle Girault**, Michel Joindot, Benoît Clouet, Sébastien Lobo, Sylvain Fève, Thierry Chartier, « 2R and 3R optical regeneration: from device to system characterization », *32th European Conference on Optical Communications (ECOC'06)*, Invited paper, session Tu1.3 « Optical regeneration », paper Tu1.3.1, proceedings Vol. 2, pp. 7-8, Cannes (France), September 2006.
- Aisling Clarke, **Gwenaëlle Girault**, Liam Barry and Jean-Claude Simon, « FROG Characterisation of SOA-based wavelength conversion at 80 Gb/s using bandpass filtering », oral communication, *4th International Symposium on Materials and Devices for Nonlinear Optics (ISOPL'06)*, Vol. 1, pp. 47-48, Dingle (Ireland), 27-30 June 2006.
- Laurent Bramerie, Aisling Clarke, **Gwenaëlle Girault**, Sébastien Lobo, Mathilde Gay, Céline Guignard, Vincent Roncin, Brendan Kennedy, Paul Maguire, Sylvain Fève, Benoît Clouet, Frédéric Ginovart, Liam Barry, Jean-Claude Simon, Prince Anandarajah, « Investigation of SOA-Based Wavelength Conversion at 80 Gb/s Using Bandpass Filtering », *Conference on Lasers and Electro-Optics / Quantum Electronics and Laser Science Conference (CLEO/QELS'06)*, oral CMT7, Long Beach, Californie (USA), May 2006.
- **Gwenaëlle Girault**, Frédéric Ginovart, Vincent Roncin and Jean-Claude Simon, « Modeling of a novel optical 3R regenerator using a cascade of SOA based NOLM and double-stage wavelength converters », *Conference on Lasers and Electro-Optics / International Quantum Electronics Conference (C.L.E.O.-IQEC'05)*, oral session EA2 « Mode-locking and system aspects of semiconductor lasers and amplifiers », proceedings EA2-5-THU, Munich (Allemagne), June 2005.

- **Gwenaëlle Girault**, Mathilde Gay, Laurent Bramerie, Vincent Roncin et Jean-Claude Simon, « Performance d'un régénérateur optique à base de SOA insensible à la polarisation », *23^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG'04)*, session orale n°5 « Systèmes de télécommunication », référence 505, Paris (France), Novembre 2004.
- **Gwenaëlle Girault**, Mathilde Gay, Laurent Bramerie, Vincent Roncin, Sylvain Fève, Jean-Claude Simon : « Performance en boucle à recirculation à 10 Gbit/s d'un régénérateur 3R tout-optique à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs et insensible à la polarisation », *1er séminaire du Groupement d'Intérêt Scientifique dédié aux Fonctions Optiques pour les TélécommunicatiONs (FOTON'04)*, session 4 « Systèmes de Transmission Haut Débit », article Ve4.3, actes des conférences pp. 65-67, Plestin-les-Grèves (France), Novembre 2004.
- Jean-Claude Simon, Laurent Bramerie, Mathilde Gay, **Gwenaëlle Girault**, Gautier Moreau, Elodie Le Cren, Vincent Roncin, Sylvain Fève, Frédéric Ginovart, Jean-Marc Goujon, Marie-Laure Charès, Thierry Chartier, « Principes de la régénération tout optique des signaux de télécommunication », *1er séminaire du Groupement d'Intérêt Scientifique dédié aux Fonctions Optiques pour les TélécommunicatiONs (FOTON'04)*, session 2 « Composants et Fonctions pour le Traitement du Signal Optique », article Je2.1, actes des conférences pp. 17-19, Plestin-les-Grèves (France), Novembre 2004.
- Laurent Bramerie, Mathilde Gay, **Gwenaëlle Girault**, Vincent Roncin, Sylvain Fève, Jean-Claude Simon, « Performance of a Polarization Insensitive 3R Optical Regenerator Based on a new SOA-NOLM Architecture », *30th European Conference on Optical Communications (ECOC'04)*, session We2.5 « Optical regeneration », paper We2.5.2, proceedings Vol. 3, pp. 378-379, Stockholm (Suède), September 2004.
- Jean-Claude Simon, Laurent Bramerie, Frédéric Ginovart, Mathilde Gay, Vincent Roncin, Elodie LeCren, **Gwenaëlle Girault**, Sylvain Fève, « Techniques de régénération tout optique 2R et 3R », *Colloque de l'Action Spécifique n°36 du département STIC du CNRS, « Communications Numériques Optiques et Systèmes "Tout Optique" » (COSTO)*, session 1 « Fonctionnalités "tout optique" », ENST Paris (France), Décembre 2003.
- Vincent Roncin, **Gwenaëlle Girault**, Jean-Claude Simon, « Etude d'une porte optique régénératrice pour transmissions NRZ à 10 Gb/s constituée d'un interféromètre non linéaire de type NOLM avec amplificateur à semi-conducteur », *22^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG'03)*, session orale n°4 « Systèmes de télécommunication », actes de la conférence pp. 91-93, Valence (France), Novembre 2003.

Communications posters

- Laurent Bramerie, Mathilde Gay, **Gwenaëlle Girault**, Vincent Roncin, Sylvain Fève, Frédéric Ginovart, Marie-Laure Chares et Jean-Claude Simon, « Etude numérique et expérimentale de l'évolution du taux d'erreurs binaires au passage dans un régénérateur optique », *23^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG'04)*, session affiche II, référence B24, Paris (France), Novembre 2004.
- Mathilde Gay, Laurent Bramerie, **Gwenaëlle Girault**, Vincent Roncin, Jean-Claude Simon, « Experimental study of reshaping retiming gates for 3R regeneration », *1st Optical Networks & Technologies Conference (OpNeTec'04)*, proceedings pp. 545-551, Pise (Italy), September 2004.

Performance Analysis of a Simple SOA Wavelength Converter based on XPM and Shifted Filtering up to 80 Gbit/s

G. Girault, A. M. Clarke, *Student Member, IEEE*, C. Guignard, P. Anandarajah, *Member, IEEE*, L. Bramerie, D. Reid, L. P. Barry, *Member, IEEE*, J. C. Simon, and J. Harvey, *Member, IEEE*.

Abstract— This paper provides a full analysis of a semiconductor optical amplifier (SOA)-based wavelength conversion scheme, which exploits cross phase modulation (XPM) in an SOA in conjunction with shifted filtering. The analysis includes an experimental measurement of the back-to-back system performance as well as a frequency-resolved optical gating (FROG) characterization for both red and blue shifted filtering (BSF) shows optimum performance in comparison to red shifted filtering (RSF). Simulation work is carried out to examine the performance of this wavelength conversion scheme following transmission in 50 km of dispersion compensated fiber span.

Index Terms—All-optical switch, Frequency-resolved optical gating, Semiconductor optical amplifier, Shifted bandpass filtering, Wavelength conversion, Ultrafast.

I. INTRODUCTION

With ever increasing demand for high-bandwidth applications, the growth towards implementing Tbit/s optical networks continues. Wavelength division multiplexing (WDM) is currently the optical multiplexing technique of choice in order to exploit the large bandwidth capabilities provided by optical fiber. As individual line rates increase, all-optical processing techniques will be required, to provide simple network management.

In particular, wavelength converters will be key elements of optical networks, in that they enable simpler network operation and provide dynamic provisioning in order to make full use of

the available bandwidth [1], [2]. Presently individual channel rates are operating up to line rates of 40 Gbit/s, limited typically by the speed of electronics. However the bit rate of each individual line rate is set to increase to even greater capacities. Therefore there is a need to design and develop all-optical wavelength converters that can perform at line rates greater than 40 Gbit/s.

Future all-optical wavelength converters must meet certain criteria such as simple and stable operation, cost effectiveness and low energy consumption. Semiconductor optical amplifiers (SOAs) are one such candidate which meet all of the above criteria. In addition they have a small footprint, hold possibilities for monolithic integration [3], polarisation insensitivity [4], and exhibit high nonlinearities for low input powers (compared to nonlinearities in fibers). Thus SOAs are ideal candidates for use as ultrafast wavelength converters [5], [6].

One method of implementing wavelength conversion with SOAs is to use cross gain modulation (XGM). However the main disadvantages of this process are the polarity inversion of the output data in comparison to the input signal, the poor output extinction ratio and the bit rate limitation due to the SOA gain recovery time which can typically vary from 40-100's ps for different SOAs [7]. A solution to overcome these disadvantages is to use cross phase modulation (XPM) in a SOA in conjunction with an interferometer [8]-[10]. However such schemes are often complicated and generally display problems with stability for example due to polarisation sensitivity. A more simple technique is to use a shifted bandpass filter (BPF) following the SOA which was first proposed by Ellis *et al.* [11] and which has recently shown to operate at very high bit rates by Liu *et al.* [12]. This solution overcomes the limitation due to the slow gain recovery time of SOAs and improves the extinction ratio in comparison with simple XGM. However the output data polarity is still inverted and the extinction ratio is insufficient. Cho *et al.* [13] have presented a similar scheme but the proposed scheme retains the polarity of the input data by spectrally shifting the filter further from the continuous wave probe signal, thus primarily exploiting XPM in the SOA. This kind of device gives an enhanced extinction ratio and has enabled operation at high data rates [14]. Fu *et al.* [15] have experimentally

Manuscript received April, 2007. This work was supported in part by the Enterprise Ireland, Science Foundation Ireland, the Research Ministry of France, the Brittany Region and the European Commission (FEDER).

G. Girault, L. Bramerie and J. C. Simon are with CNRS FOTON-ENSSAT, 6 rue de Kerampont BP 80518 LANNION CEDEX France.

Corresponding author: G. Girault (girault@enssat.fr).

A. M. Clarke, P. Anandarajah, D. Reid and L. P. Barry are with the Research Institute for Networks and Communications Engineering (RINCE), School of Electronic Eng., Dublin City University, Ireland (liam.barry@dcu.ie).

C. Guignard was with the Research Institute for Networks and Communications Engineering, School of Electronic Eng., Dublin City University, Ireland.

J. Harvey is with Physics Dept. Auckland University, New Zealand.

characterised the evolution of the wavelength converted pulse shape as the filter is shifted from blue to red wavelengths at a data rate of 10 Gbit/s and Vázquez *et al.* [16] have proposed the use of genetic algorithms to achieve the optimum filter shape. However these papers do not consider the changing shape of the wavelength converted pulses as a function of the input data pattern to the SOA and transmission of the wavelength converted signal has not yet been examined.

In this paper we present an analysis of a wavelength converter which primarily exploits XPM in an SOA in conjunction with a shifted BPF. This scheme offers the advantages of simplicity, polarisation insensitivity, stability, polarity preservation and large output extinction ratio. The analysis investigates the scheme in terms of performance up to line rates of 80 Gbit/s and examines the output pulse and chirp profiles dependent on the repetition rate of the wavelength converted pulses. The analysis examines placement of the shifted filter to conserve either red or blue spectral components.

The paper is organized as follow: Section II describes the principle of the studied wavelength converter. Section III presents the back-to-back bit error rate (BER) performance of the wavelength conversion scheme and analyses their temporal and chirp output profiles using frequency-resolved optical gating (FROG) measurements at increasing line rates up to 80 GHz. Finally, in Section IV a numerical study is implemented to investigate the behaviour of the converted pulses in a transmission link.

II. PRINCIPLE OF THE WAVELENGTH CONVERTER

The principle of the SOA and filter-based wavelength converter, which is illustrated in Fig. 1, consists of injecting two signals into the SOA: the data signal and a simple continuous wave (CW), called a “probe”, at the required conversion wavelength.

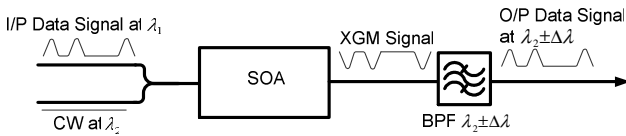


Fig. 1. Principle of wavelength converter based on cross phase modulation (XPM) in a SOA associated with a shifted bandpass filter (BPF)

The input data signal modulates the gain in the SOA due to gain saturation. In the same way the refractive index and thus the phase of the probe are also modulated. This process of XPM causes a shift of the probe spectral components firstly to longer wavelengths, known as red-shifting and then to lower wavelengths known as blue-shifting. Fig. 2 is an illustrative view of the corresponding temporal effects between a pump pulse, the dynamic gain compression and the induced frequency shift, *i.e.* ‘chirp’.

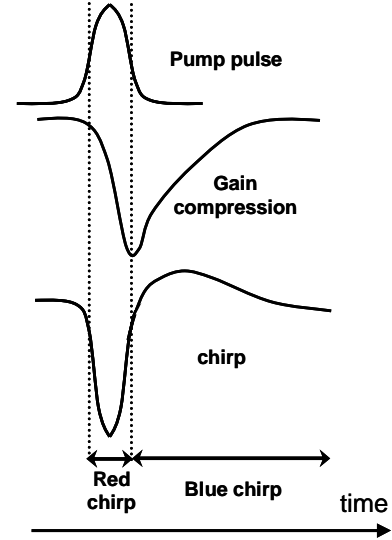


Fig. 2. Time correspondences between pump pulse, gain compression and induced chirp.

Generally a BPF is placed after the SOA, to reject the original input data signal. By shifting this filter off centre to retain the lower wavelengths or the blue-shifted spectral components of the probe signal, the limitations typically governed by the slow gain recovery time of the SOA can be overcome, taking advantage of the short time scale on which the chirp occurs [10]. If the filter is placed further to longer or shorter wavelengths so as to suppress the DC component of the probe, the phase modulation of the probe signal can be converted to intensity modulation [14], [17]. Thus the polarity of the input signal can be preserved, as shown in Fig. 3.

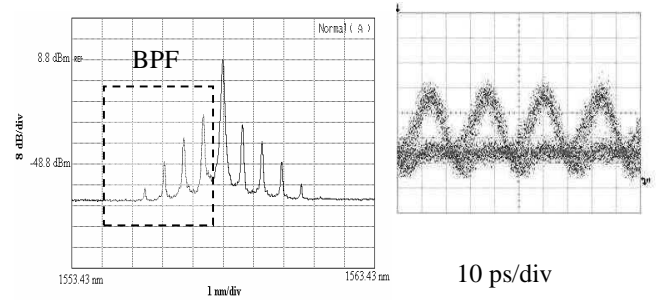


Fig. 3. Wavelength converted signal (λ_2) with shifted BPF and corresponding output signal ($\lambda_2 \pm \Delta\lambda$).

This can be explained in further detail: When a ‘0’ is input to the SOA, there is no saturation of the SOA gain and thus there is no corresponding wavelength shift of the probe spectral components. Thus the filter rejects the CW signal. On the contrary when a ‘1’ is input to the SOA, there is a shift of the probe spectral components to first the longer wavelengths (red shift) and then to lower wavelengths (blue shift). Thus depending on the placement of the filter either the red or blue shifted spectral components are maintained while the remaining probe signal (including the DC component) is suppressed.

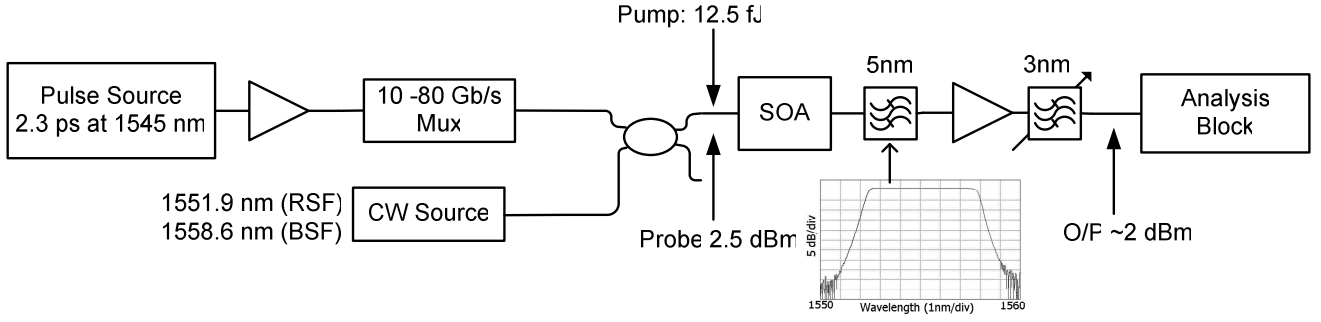


Fig. 4. Experimental set-up

The power efficiency of this technique increases as the amount of induced spectral broadening (*i.e.* ‘chirp’) becomes larger. Therefore the shorter and more energetic the input pulses are, the more efficient the process is, particularly thanks to intra-band effects [18]. In addition the more suppressed the DC component of the probe is, the larger the output extinction ratio.

I. EXPERIMENTAL ANALYSIS

The aim of the following experimental study is the analysis of the behaviour of such a wavelength converter in the case of both blue-shifted filtering (BSF) and red-shifted filtering (RSF). The analysis consists of BER measurements as a function of power received and a pulse and chirp characterisation of the wavelength converted pulses at different line rates up to 80 GHz (10, 20, 40 and 80 GHz) to explore the wavelength converted signal dependence on its preceding pattern.

A. Experimental set up

The experimental set up is shown in Fig. 4. Mode-locked pulses with a full width half maximum (FWHM) of 2.3 ps are generated at a repetition rate of 10 GHz and at a wavelength of 1545 nm. The pulses are amplified using an erbium doped fibre amplifier (EDFA) and passed through a Mach-Zehnder intensity modulator to obtain a RZ-PRBS of 2^7-1 . The data signal was then passively multiplexed to the required line rate of 10, 20, 40, or 80 Gbit/s. At 80 Gbit/s the average pulse power is 0 dBm (energy = 12.5 fJ,) and was reduced by 3 dB as the data rate was decreased by half to maintain a constant pulse energy. The wavelength conversion scheme consists of injecting a CW signal coupled with the pump signal into an SOA. The probe power measured at the input to the SOA is 2.5 dBm.

The measured slow gain recovery time of this SOA is 55 ps at a bias current of 250 mA. Two filters and an EDFA were employed after the SOA. The first filter is a sharp band edge filter with a 5 nm bandwidth as can be seen from the inset in Fig. 4. Furthermore it is fixed, so to implement either RSF or BSF we change the probe wavelength rather than the position of the filter. Therefore to obtain optimised red and blue shifted

filtering the probe signal is set at a wavelength of 1551.91 nm and 1558.6 nm respectively. This first filter has a sharp band edge, which is used to reject the original pump signal and to significantly reduce the CW portion of the probe. The second 3 nm tunable Gaussian filter is used to suppress further the CW signal and thus give an improved extinction ratio. An intermediate EDFA between the two filters is required to overcome the high insertion loss due to the shifted filtering. The average power at the output of the wavelength converter is measured at approximately -2 dBm at 80 Gbit/s.

B. Bit Error Rate Measurements

To measure the BER the signal was demultiplexed from 80 Gbit/s to 20 Gbit/s optically via two electro-absorption modulators and was then electrically demultiplexed to 10 Gbit/s. The power received level was measured just before the electrical demultiplexer. The BER measurements for both BSF and RSF at 80 Gbit/s are displayed in Fig. 5.

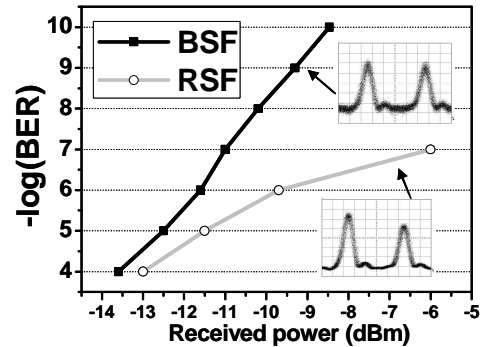


Fig. 5. BER measurements at 80 Gbit/s versus the received power for each case of filtering (BSF or RSF) and associated oscilloscope traces for a pattern of 00001010.

Error free performance has been obtained at 80 Gbit/s with BSF as previously presented in [19]. However for the RSF technique error free performance has only been achieved at 40 Gbit/s. As it can be seen on Fig. 5 an error floor is observed at a BER of 10^{-7} for 80 Gbit/s.

The error floor present for the RSF technique is due to patterning effects as a consequence of the incomplete gain

recovery of the SOA. These patterning effects are clearly seen in the oscilloscope trace shown in Fig. 5. These oscilloscope traces were measured by applying a pattern of 00001010 to the wavelength conversion scheme which shows that in the RSF case patterning effects lead to a significant reduction in the power of the second '1'. This is because the magnitude of the red chirp corresponds to the gain saturation by the pulse as shown in Fig. 2. Thus the amount of chirp in RSF technique is dependent on how well the gain has recovered. We can note that these patterning effects are significantly reduced (almost negligible) in the case of BSF as observed in Fig. 5. This is explained in more detail in section C with the aid of FROG characterization.

As shown in Fig. 6, these patterning effects lead to a small eye opening for the RSF case, while the BSF case retains a large eye opening, thus 80 Gbit/s error free performance is obtainable.

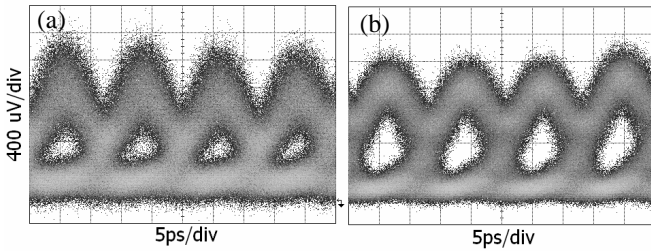


Fig. 6. Eye diagrams of the wavelength converted signal at 80 Gbit/s following (a) RSF and (b) BSF for a power received of -9 dBm relating to a BER of $\sim 10^{-6}$ and 10^{-9} for RSF and BSF respectively.

C. FROG Characterization

The converted pulses after each type of filtering and at each line rate of 10, 20, 40 and 80 GHz are now analyzed by the FROG technique. The FROG overcomes the limitations of other pulse measurement schemes (such as autocorrelation or a photodiode in conjunction with an oscilloscope) in that the accurate temporal shape of the pulse and its corresponding chirp profile can be measured. The FROG measurements were all taken on a 128x128 grid, and all measurements recorded an error less than 0.5% [20].

The experimental set-up remained the same as described above (in Fig. 4) however no data was applied to the intensity modulator, to obtain optimum pulse characterization using the FROG technique. The FROG characterization was carried out before any demultiplexing stage. Thus the analysis block comprises a second harmonic generation (SHG) FROG preceded by an EDFA in order to obtain maximum sensitivity of the measurement scheme. This EDFA is designed specifically for short pulse amplification such that it does not introduce any chirp or alter the pulse shape.

The temporal profile of the pulses as measured by the FROG after red and blue shifted filtering at line rates of 10, 20, 40, and 80 GHz are displayed on Fig. 7, to examine how the preceding pattern can affect the output pulse shape and chirp of the two wavelength conversion schemes.

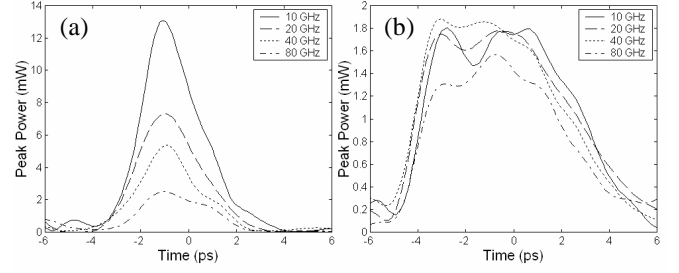


Fig. 7. Temporal pulse profiles at different line rates after (a) RSF and (b) BSF.

RSF pulses depend on the fast gain saturation effect that occurs approximately over the pulse width of the input pulse (2 ps). Due to this fast depletion of carriers the corresponding red chirp, which occurs over the same time scale, causes the spectral components of the wavelength converted probe signal to shift to longer wavelengths. This allows only these spectral components to pass through the filter thus outputting a very short pulse as can be seen in Fig. 7 (a). This short pulse width looks promising and in Ref. [15], it has been shown that RSF gives optimum performance. However, this study does not take into account the red chirp dependence on the carrier density and thus on the carrier lifetime. Consequently, if there is not complete gain recovery before the onset of the next pulse there is a smaller red shift of the probe and thus there is less power output from the filter. Therefore the major drawback of RSF is the resulting patterning effects resulting from going to higher bit rates as is evident from the FROG traces taken with different input repetition rates and the previous BER measurements.

Furthermore one can note a double slope in the trailing edge of the RSF pulses. It is due to the combination of the gain compression and the filter transmission. When the filter transmission is maximum, the gain is only depleted by half. Thus the transmitted intensity decreases due to the end of the gain depletion and return of the red chirped components to the original probe wavelength. Then the transmission decreases due to the band edge of filter but the gain begins to recover. It can also be noted that the change of slope appears earlier as the bit rate increases. This can be explained because generation of red-chirped components is reduced as the bit rate increases, therefore the probe component returns earlier to its original wavelength which corresponds to the band edge of the filter.

In the case of BSF, illustrated in Fig. 7 (b) the wavelength converted pulses are much broader, however the impact of patterning effects is far less evident as we go to higher repetition rates. BSF takes advantages of intra-band effects which decrease nonlinear patterning dependence [18]. Furthermore the blue chirp is smaller than the red chirp, because the phase recovers over a longer timescale. Thus the filter shape and the interband gain recovery slope are the dominant parameters in determining the pulse shape.

The leading edge of the pulse has a sharp edge due to the initial fast gain recovery and associated increase in the filter

transmission. Then as the probe wavelength returns to its original wavelength the trailing edge is determined by the filter shape only. The structure at the top of the pulses may be due to a combination between the filter transmission and ultrafast gain phenomena such as intraband effects (for example carrier heating). This explanation is coherent with the observation that at 80 GHz the global shape of the pulse is smoother than at the other line rates. The temporal pulse profile of Fig. 7 (b) clearly shows that at 80 GHz the pulse peak power becomes smaller. This means there is a decrease in the amount of generated chirp and thus less gain saturation as the SOA has not fully recovered.

Due to the processes involved in each configuration, pulses after RSF are shorter than after BSF. The large pulse width around 7 ps after BSF may limit this type of wavelength conversion. Shorter pulses could be achieved by using a filter with a narrower bandwidth, however this would significantly deteriorate the optical signal to noise (OSNR) and thus could prevent from obtaining error free performance at bit rates greater than 80 Gbit/s.

The chirp following RSF and BSF is displayed in Fig. 8 and is overlaid on a normalised intensity profile (10 GHz). As expected, the resultant chirp is approximately linear as the changes in chirp after the SOA are converted into amplitude changes by the filtering. This is particularly evident for BSF where the magnitude of chirp is 200 GHz. This would allow for the pulses to be compressed by using linear dispersion compensating techniques and could improve the transmission performance of the converted signal at 80 Gbit/s and above.

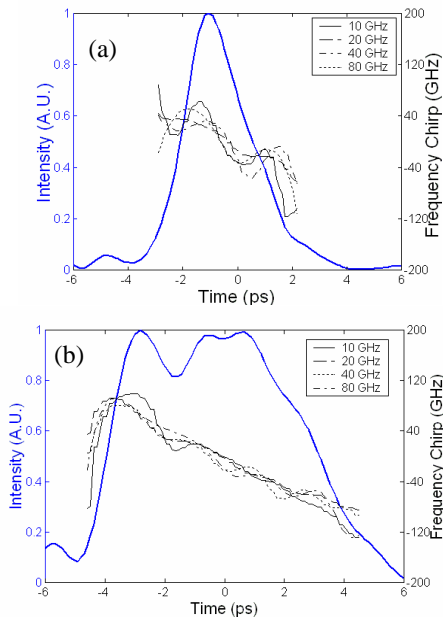


Fig. 8. Normalized intensity profile (10GHz) and chirp profiles at different line rates in case of (a) RSF and (b) BSF.

Although we have shown 80 Gbit/s error free performance in a back-to-back measurement an analysis is required to show how well these BSF pulses will perform following further

propagation in a transmission link. In particular, it is important to establish how the distorted pulse shape and its corresponding chirp could be detrimental to its overall performance. For the back-to-back measurements in (Section III-B) we believe that this pulse distortion does not add any induced penalty, as the bandwidth resolution of the photodiode placed before the error detector would lead to smoothing of the overall pulse shape. To investigate the impact of this pulse shape as it propagates in a transmission link, we simulate a simple 80 Gbit/s transmission system using Virtual Photonics Interface (VPI) software as is now discussed in Section IV.

II. NUMERICAL ANALYSIS OF WAVELENGTH CONVERTED PULSES FOLLOWING FIBER TRANSMISSION

The FROG characterization of the wavelength converted pulses has shown that the shape of the BSF wavelength converted pulses is dependent on the preceding data pattern. Thus in this section we simulate the propagation of each of these pulse shapes in a dispersion compensated fiber length of 50 km using VPI. The model used is shown in Fig. 9.

The pulses measured by the FROG technique at each channel rate (10-80 GHz) were input to the model and were modulated by a PRBS signal of 2^7-1 . The wavelength converted eye directly following the BSF wavelength conversion scheme is shown in Fig. 10 (a). This eye diagram is a combination of the wavelength converted signals obtained using the wavelength converted pulse shapes measured by the FROG at 10, 20, 40 and 80 GHz. Inputting these FROG traces of the wavelength converted pulses at each repetition rate from 10-80 GHz represents the patterns of 00000001, 0001001, 01010101, 11111111 in an 80 Gbit/s system. A pattern represented by a repetition rate below 10 GHz is not required as the SOA gain will have fully recovered, thus the wavelength converted pulse shape will remain unchanged. Noise was added to the system to obtain an OSNR as measured in the experimental set-up which generates an eye diagram as shown in Fig. 6 (b).

These pulses were initially transmitted over 50 km of single mode fiber (SMF), which has a chromatic dispersion coefficient of -16 ps/km.nm, an attenuation parameter of 0.2 dB/km, a dispersion slope of 0.08×10^{-3} s/m³ and a polarization mode dispersion parameter of zero. The nonlinear refractive index of the fiber was 2.6×10^{-20} m²/W. Before the receiver an ideal amplifier was added to overcome fiber loss and a dispersion compensating module to overcome 100% of the transmission fiber dispersion was included.

The wavelength converted eye following propagation is shown in Fig. 10 (b). Although the pattern dependent shape of the wavelength converted pulses does lead to a small amount of eye closure, overall a large eye opening is still retained. Therefore this wavelength conversion scheme has the potential to be used in a real network as the structure evident on the measurements taken by the FROG technique does not lead to large distortions of the signal following transmission.

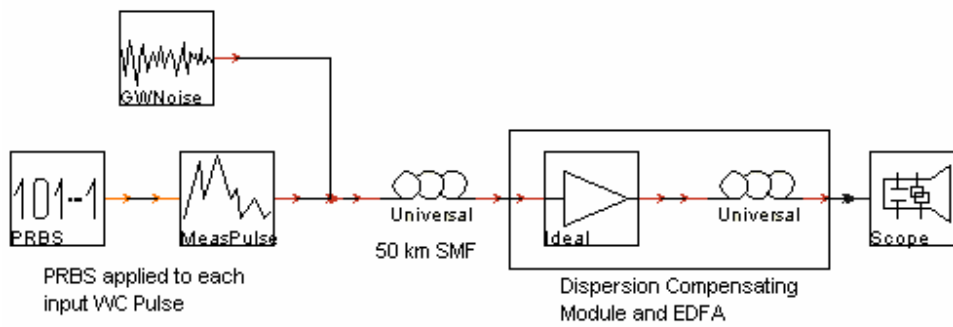


Fig. 9. The VPI model used to investigate the transmission properties of the wavelength converted pulses.

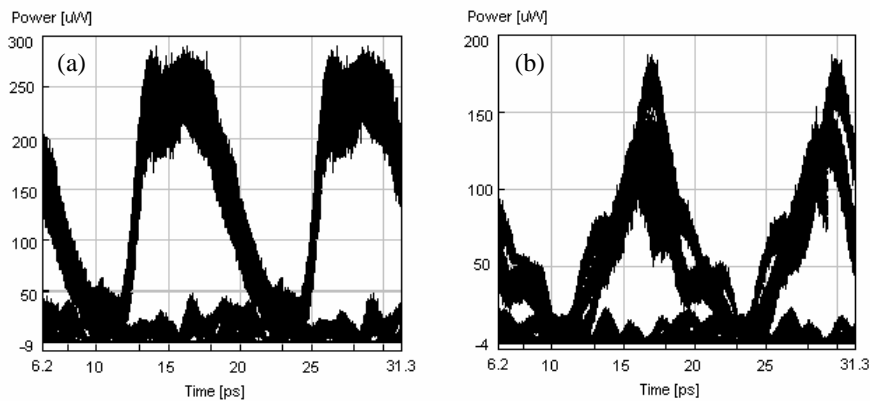


Fig. 10. The 80 Gb/s wavelength converted eye with BSF technique using FROG measurement and modelled by VPI simulation tool (a) before propagation and (b) following 50 km of dispersion compensated fiber span.

I. CONCLUSION

In conclusion, we have presented a full analysis of an SOA-based shifted filtering wavelength conversion scheme. By placing a filter so as to suppress the CW signal of the probe following the SOA, polarity preserved wavelength conversion can be achieved. Back-to-back system performance was analyzed and it showed that placing the filter to retain the blue spectral components can give error free performance up to 80 Gbit/s. Characterization of both the RSF and BSF was carried out using the FROG measurement technique, which showed that the pulse shape is largely dependent on the input data pattern. In the case of the RSF there is a large patterning due to the slow gain recovery time of the SOA, however for the BSF case patterning effects are reduced significantly. However the FROG results show that the BSF converted pulse shape is dependent on the input pattern, thus a simulation was carried out to determine the effect of this pattern dependent pulse shape following transmission. The simulation has shown that the eye remains open after a 50 km SMF transmission link which includes dispersion compensation.

ACKNOWLEDGMENT

G. Girault would like to thank O. Vaudel for helpful advice and fruitful discussions.

REFERENCES

- [1] S. J. B. Yoo, "Wavelength conversion technologies for WDM network applications," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 955-966, June 1996.
- [2] M. Asghari, I. H. White, R. V. Penty, "Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, no. 7, pp. 1181-1190, July 1997.
- [3] C. Holtman, "Integration and applications of III-V semiconductor optical amplifiers," *European Conference on Optical Communication (ECOC'98)*, Madrid (Spain), September 1998.
- [4] P. Doussière, P. Garabedian, C. Graver, D. Bonnerie, T. Fillion, E. Derouin, M. Monnot, J. G. Provost, D. Leclerc, M. Klenk, "1.55 μm Polarisation Independent Semiconductor Optical Amplifier with 25 dB Fiber to Fiber Gain," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, no. 2, pp. 170-172, February 1994.
- [5] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, K. Stubkjaer, "All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 942-954, 1996.
- [6] D. Nasset, T. Kelly, D. Marcenac, "All-Optical Wavelength Conversion Using SOA Nonlinearities," *IEEE Commun. Mag.*, pp.56-61, December 1998.
- [7] P. B. Hansen, J. M. Wiesenfeld, G. Eisenstein, R. S. Tucker, G. Raybon, "Repetition-Rate Dependence of Gain Compression in InGaAsP Optical Amplifiers Using Picosecond Optical Pulses," *J. Quantum Electron.*, vol. 25, no. 12, pp. 2611-2620, December 1989.
- [8] Y. Ueno, S. Nakamura, J. Sasaki, T. Shimoda, A. Furukawa, T. Tamanuki, T. Sasaki, K. Tajima, "Ultrahigh-speed all-optical data regeneration and wavelength conversion for OTDM systems," *European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Th.F.2.1, Amsterdam (Netherlands), September 2001.
- [9] J. Leuthold, C. H. Joyner, B. Mikkelsen, G. Raybon, J. L. Pleumeekers, B. I. Miller, K. Dreyer, C. A. Burrus, "100 Gbit/s all-optical wavelength

- conversion with integrated SOA delayed-interference configuration," *Electron. Lett.*, vol. 36, no 13, pp. 1129-1130, June 2000.
- [10] Y. Liu, M. T. Hill, E. Tangdiongga, H. de Waardt, N. Calabretta, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, "Wavelength conversion using nonlinear polarization rotation in a single semiconductor optical amplifier," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no 1, pp. 90-92, January 2003.
 - [11] A.D. Ellis, A.E. Kelly, D. Nasset, D. Pitcher, D.G. Moodie, R. Kashyap, "Error free 100Gbit/s wavelength conversion using grating assisted cross-gain modulation in 2mm long semiconductor amplifier," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1958-1959, 1998.
 - [12] Y. Liu, E. Tangdiongga, Z. Li, S. Zhang, H. de Waardt, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, "Error-free all-optical wavelength conversions at 160 Gb/s using a semiconductor optical amplifier and an optical bandpass filter," *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no 1, pp. 230-235, January 2006.
 - [13] P. Cho, D. Mahgerefteh, J. Goldhar, G. L. Burdge, «RZ Wavelength Conversions with Reduced Power Penalty Using a Semiconductor-Optical-Amplifier/Fiber-Grating Hybrid Device», *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, N° 1, pp. 66-68, January 1998.
 - [14] M. L. Nielsen, "Polarity-preserving SOA-based wavelength conversion at 40 Gbit/s using bandpass filter," *Electron. Lett.*, vol. 39, no 18, September 2003.
 - [15] S. Fu, J. Dong, P. Shum, L. Zhang, X. Zhang, and D. Huang, "Experimental demonstration of both inverted and non-inverted wavelength conversion based on transient cross phase modulation of SOA," *Optics Express*, vol. 14, no. 17, pp. 7587-7593, 2006.
 - [16] J. M. Vazquez, Z. Li, Y. Liu, E. Tangdiongga, S. Zhang, D. Lenstra, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, "Optimization of Optical Band-Pass Filters for All-Optical Wavelength Conversion Using Genetic Algorithms," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 43, no 1, January 2007.
 - [17] P. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effects," *Proc. European Conference on Optical Communications (ECOC'98)*, Madrid (Spain), pp. 475-476, 1998.
 - [18] M. L. Nielsen, J. Mork, R. Suzuki, J. Sakaguchi, Y. Ueno, "Experimental and theoretical investigation of the impact of ultra-fast carrier dynamics on high-speed SOA-based all-optical switches," *Opt. Express.*, vol. 14, no 1, pp. 331-347, 2006.
 - [19] L. Bramerie, A. Clarke, G. Girault, S. Lobo, M. Gay, C. Guignard, V. Roncin, B. Kennedy, P. Maguire, S. Fève, B. Clouet, F. Ginovart, L. P. Barry, J.C. Simon, "Investigation of SOA-based wavelength conversion at 80 Gb/s using bandpass filtering," CLEO/QELS, oral session CMT7, Long Beach, California, USA, May 2006.
 - [20] R. Trebino, K. W. Long, D. N. Fittinghoff, J. N. Sweetser, M. A. Krumbugel, B. A. Richman, "Measuring ultrashort laser pulses in the time-frequency domain using frequency resolved optical gating," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 68, pp. 3277-3295, 1997.

G. Girault received the Engineer degree in optronics in 2003, the Master degree (D.E.A.) in sciences and techniques of communication the same year. She is currently pursuing the Ph.D. degree in optical communications and physics at the CNRS unity FOTON-ENSSAT. The main topic of her research is the study of semiconductor optical amplifier based optical functions for all-optical regeneration.

A. M. Clarke graduated from Dublin City University (DCU) with a B. Eng in Electronic Engineering in October 2002 and is currently working towards a PhD in Optical Communications. The main topic of her research is All-Optical Processing techniques for High-Speed Networks, with a particular interest in Semiconductor Optical Amplifiers (SOAs).

C. Guignard received the Eng. degree in optronics in 2001, the Masters degree in Sciences and Techniques of Communications (D.E.A.) in optics communications, also in 2001, and the Ph.D. degree in optronics in 2005 from the ENSSAT, University of Rennes I, France. From April 2005 to September 2006, she was a Postdoctoral Researcher in the Radio and Optical Communications Laboratory, Research Institute for Networks and Communications Engineering (RINCE), Dublin City University, Dublin,

Ireland. Her principal research interests included optical pulse generation with semiconductor laser, optical feedback and optical injection.

P. Anandarajah received the B. Eng (Electronic engineering) degree from University of Nigeria, Nsukka (UNN) in 1992. In 1993 he joined the Nigerian College of Aviation technology (NCAT), where he worked as an instructor / Maintenance Engineer on the Aeronautical Telecommunications department until 1997. On completion of his M. Eng (1998) in Electronic Systems at Dublin City University (DCU) he joined the Optical Communications Group, also at DCU, where he obtained his PhD degree (2003). The research work for his thesis was based on the generation and optimization of Pico-second optical pulses to be utilized in hybrid WDM / OTDM systems. Since September 2003, he has been working as a postdoctoral researcher with the Radio and Optical Communications Laboratory which is part of the Research Institute for Networks and Communications Engineering (RINCE).

L. Bramerie received the opto-electronic engineering degree from ENSSAT, University of Rennes I, France, in 1999 and the PhD degree in 2004. He worked, France as technical expert on ultra-long haul 40 Gb/s DWDM systems for 2 years in Corvis Algety in Lannion. In 2003 he has joined CNRS FOTON-ENSSAT where is now research engineer on PERSYST platform, independent public research and test facility offering a testbed for 40Gb/s and 10Gb/s optical telecommunications systems open to private companies and university teams.

D. Reid received his BTech (Optoelectronics) in 2000 then went on to complete an MSc (Physics) in 2002 at the University of Auckland. He is currently working towards completion of a PhD in Physics specializing in optical communications. His main area of research is in the development of techniques for the characterization of Ultra-Short optical pulses. In particular, the use of Frequency Resolved Optical Gating (FROG) and other linear spectrographic techniques for real time measurement of optical communication pulses.

L. P. Barry received his BE (Electronic Engineering) and MEngSc (Optical Communications) degrees from University College Dublin in 1991 and 1993 respectively. From February 1993 until January 1996 he was employed as a research Engineer in the Optical Systems Department of France Telecom's Research Laboratories (CNET) in Lannion, France. During this period his research involved the use of ultra short optical pulses in high capacity optical networks, and as a result of this work he obtained his PhD Degree from the University of Rennes in France. In February 1996 he joined the Applied Optics Centre in Auckland University, New Zealand, as a Research Fellow. His work in New Zealand was mainly concerned optical pulse generation and measurement, and the use of optical nonlinearities for high-speed all-optical switching in fiber networks. In March 1998 he took up a lecturing position in the School of Electronic Engineering at Dublin City University, where he has since developed the Optical Communications Research Laboratory.

Jean-Claude Simon received the Doctorat d'Etat degree from Université de Nice in 1983. From 1975 to 1998 he was with CNET, the research centre of the French PTT (now France Telecom R&D) as a researcher in the field of semiconductor optical amplifiers and non-linear optical signal processing, principally 2R and 3R all-optical regeneration. In 1999 he moved to ENSSAT, an engineering school, as a full professor in optoelectronics. He is director of Laboratoire d'Optronique, a research lab. associated with CNRS and Université de Rennes I. He has authored or co-authored approximately 160 journal and conference papers including some 25 invited presentations, 10 patents, and 3 book chapters. He has contributed to European research programs (RACE 1027, ESPRIT 3 MOSAIC and ACTS KEOPS). He is recipient of the Fabry-de Grammont award from the French Optical Society.

J. D. Harvey (M76) received the B.Sc. and M.Sc. degrees from the University of Auckland, Auckland, New Zealand, in 1965 and 1967, respectively, and the Ph.D. degree from the University of Surrey, U.K., for work in theoretical nuclear physics. Since 1970, he has worked at the University of Auckland where he now holds a Chair in the Physics Department. In recent years, his research has been concentrated in the areas of nonlinear fiber optics, ultrafast processes, and mode-locked lasers. Prof. Harvey is a fellow of the New Zealand Institute of Physics and is a member of the Optical Society of America and the Australian Optical Society.

IMPACT DU DECALAGE DU FILTRE SUR LES PERFORMANCES D'UN CONVERTISSEUR EN LONGUEUR D'ONDE A BASE DE SOA ET FILTRAGE DECALE

Gwenaëlle Girault¹, Aisling Clarke², Céline Guignard², Prince Anandarajah², Laurent Bramerie¹,
Liam Barry² et Jean-Claude Simon¹

¹ FOTON-ENSSAT / Plate-forme PERSYST

6 rue de Kérampont, BP 80518 22305 LANNION Cedex, France

² Research Institute for Networks and Communications Engineering,
Dublin City University, Glasnevin, Dublin 9, Ireland

gwenaëlle.girault@enssat.fr

RESUME

Nous analysons l'efficacité d'un convertisseur en longueur d'onde composé simplement d'un amplificateur à semi-conducteurs suivi d'un filtre et qui n'inverse pas la polarité du signal entre l'entrée et la sortie. Pour cela des mesures de taux d'erreurs binaires ainsi que de profils temporels des impulsions de sortie via un FROG (Frequency Resolved Optical Gating) sont réalisées pour différents débits allant jusqu'à 80 Gbit/s.

MOTS-CLEFS : *Conversion de longueur d'onde, SOA, XGM/XPM, FROG, filtrage décalé*

1. INTRODUCTION

Dans le contexte d'augmentation de la capacité des réseaux de télécommunications, les fonctions tout optiques pour le traitement du signal apparaissent attractives face aux répéteurs opto-électroniques, beaucoup moins performants dans les hauts débits (>40 Gbit/s). Parmi ces fonctions, celles à base d'amplificateurs à semi-conducteurs (SOA) offrent d'intéressantes propriétés : faible consommation, compacité, insensibilité à la polarisation, et permettent l'utilisation de la modulation de gain croisée (XGM) ainsi que de la modulation de phase croisée (XPM) grâce au couplage phase-amplitude des SOA [1].

Nous proposons ici une étude d'un convertisseur en longueur d'onde basé sur un SOA suivi d'un filtre. Après une description du principe de cette fonction, qui a déjà permis de bons résultats à 80 Gbit/s [2], nous analysons l'impact de la place du filtre (en terme de décalage dans les hautes ou basses longueurs d'onde) sur les performances système du convertisseur. Pour cela, nous présentons des études de taux d'erreurs binaires (TEB) et de profils temporels à l'aide d'un dispositif FROG (Frequency Resolved Optical Gating) aux débits de 10, 20, 40 et 80 Gbit/s.

2. PRINCIPE DU CONVERTISSEUR DE LONGUEUR D'ONDE

De nombreuses méthodes de conversion de longueur d'onde à base de SOA ont déjà été étudiées [3]. Cependant, les fonctions à base de XGM imposent une inversion de polarité en sortie par rapport à l'entrée et celles à base de mélange à quatre ondes (FWM) ou de XPM associée à de l'interférométrie présentent une sensibilité non négligeable à la polarisation.

Le convertisseur étudié ici, et dont le schéma de principe est reporté sur la figure 1, utilise l'élargissement spectral (chirp) de la sonde induit par la pompe modulée, conséquence de la XPM [4].

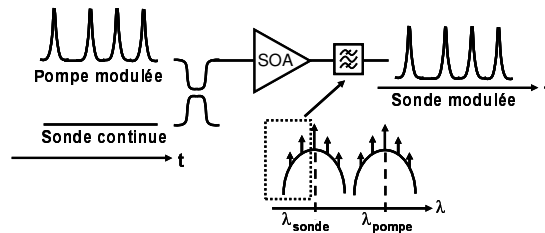


Figure 1 : Schéma de principe du convertisseur en longueur d'onde.

En effet, lorsque la pompe module le gain du SOA, la longueur d'onde de la sonde subit successivement un décalage vers les hautes longueurs d'onde, dites « rouges », puis vers les basses longueurs d'onde, dites « bleues », pour enfin revenir à sa valeur initiale. Ainsi, si le filtre en sortie du SOA est correctement décalé (dans le bleu sur la figure précédente), il est possible de transformer une modulation de phase en modulation d'amplitude et ainsi, améliorer le taux d'extinction par rapport à une simple XGM [5]. De plus, si le filtre est suffisamment décalé et supprime la composante continue de la sonde, le signal obtenu en sortie présente alors la même polarité que celui d'entrée [6].

Ce dispositif simple et insensible à la polarisation est donc d'autant plus efficace que le chirp généré est important. Ainsi, en utilisant des impulsions très fines comme signal de pompe, les effets intra-bandes dans le SOA sont excités et favorisent l'ampleur et la rapidité du chirp.

3. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Lors de l'étude de ce convertisseur, nous avons utilisé comme pompe une source impulsionnelle à 10 GHz de largeur à mi-hauteur 2 ps et comme sonde, un signal continu à 2,5 dBm. Le SOA a un temps de recombinaison mesuré à 50 ps pour un courant de polarisation de 250 mA. Le filtrage est réalisé par un filtre de 5 nm ayant un gabarit de type « flat-top », pour couper correctement la composante continue de la sonde, suivi d'un filtre de 3 nm servant à sélectionner plus précisément les fréquences adéquates. Un amplificateur à fibre dopée erbium (EDFA) a été inséré entre ces deux filtres pour pallier la perte de puissance à la sortie du premier filtre.

Dans un premier temps, nous présentons les résultats obtenus en configuration « système », c'est-à-dire avec la pompe modulée via une séquence RZ pseudo-aléatoire de 2^7-1 bits à 10 Gbit/s, multiplexée ensuite temporellement pour explorer successivement les débits de 20, 40 et 80 Gbit/s. A chaque débit, la puissance crête des impulsions est fixée à 6,25 mW. Nous avons donc réalisé, pour chacun des débits, des tests back-to-back avec notre convertisseur pour un filtrage après le SOA décalé dans le bleu ou dans le rouge. Nous avons, pour les deux cas, réussi une conversion de longueur d'onde sans inversion de polarité et sans erreur à 40 Gbit/s. Cette performance n'a pu cependant être obtenue à 80 Gbit/s qu'avec un filtrage dans le bleu. Ceci se traduit sur les mesures de TEB en fonction de la puissance sur le récepteur, sur la figure 2, par un plancher d'erreurs à 10^{-7} présent lors d'un filtrage dans le rouge et absent lors d'un filtrage dans le bleu. Ces erreurs sont en fait dues à des fluctuations d'amplitude sur les '1' qui apparaissent aux hauts débits pour le filtrage dans le rouge, ce que l'on peut voir sur la figure 3(a) en comparaison du résultat obtenu avec filtrage dans le bleu (3(b)). En effet, un convertisseur basé sur un filtrage dans le rouge est plus sensible aux variations de phase (chirp plus important dans le rouge) et donc plus sensible aux variations de gain du SOA dues au patterning alors qu'un convertisseur basé sur un filtrage dans le bleu est plus sensible à la forme du filtre. Ainsi, un convertisseur avec filtrage dans le rouge est limité dans l'accès aux débits très élevés.

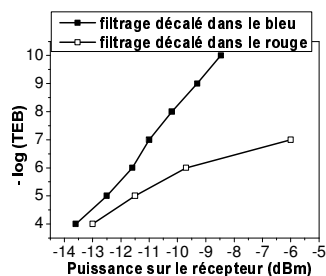


Figure 2 : Mesure de TEB à 80 Gbit/s avec filtrage dans le bleu et dans le rouge.

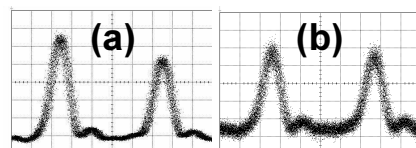


Figure 3 : Traces temporelles à 20 Gbit/s avec filtrage dans le rouge (a) et dans le bleu (b).

Dans un second temps, nous présentons les mesures réalisées au FROG. Dans ce cas, la pompe ne porte plus de données car le dispositif FROG ne peut analyser que des signaux de type horloge optique. Notre montage ne nous a pas permis d'avoir exactement la même puissance crête de pompe que celle que nous avons lors des mesures de TEB mais cette étude nous permet tout de même d'analyser les phénomènes en jeu. La figure 4 expose les résultats obtenus aux différents débits, pour un filtrage dans le bleu (a) et dans le rouge (b).

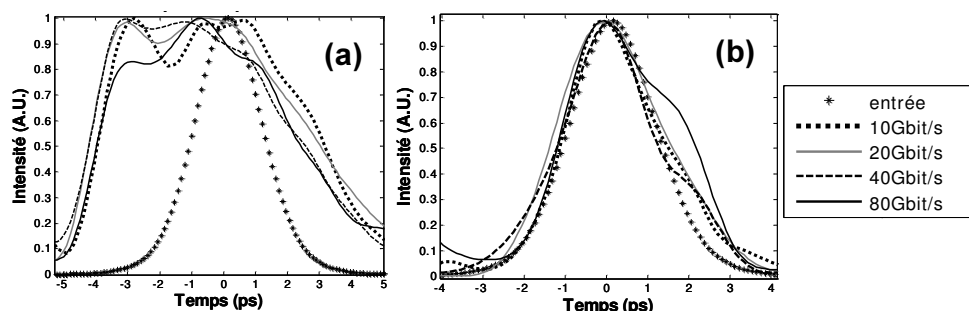


Figure 4 : Mesures du profil temporel au FROG à différents débits pour un filtrage dans le bleu (a) et dans le rouge (b).

On voit très clairement qu'avec un convertisseur basé sur un filtrage décalé dans le rouge (b), la forme des impulsions en sortie est peu déformée par rapport à l'entrée contrairement à un filtrage décalé dans le bleu. Ceci confirme bien la prédominance de la forme du chirp dans le cas du filtrage dans le rouge, alors que la forme du filtre et le temps de recombinaison du gain du SOA prédominent dans le cas du filtrage dans le bleu. Il faut donc dans ce second cas trouver un compromis entre ces deux composantes pour éviter des déformations gênantes comme un dédoublement de l'impulsion. On peut noter que le fait que le filtrage dans le bleu ait donné un meilleur résultat en terme de TEB malgré la forme distordue des impulsions vient de la réponse de la photodiode qui ne tient pas compte des formes trop rapides et a ainsi rendu les impulsions pour les deux cas sensiblement identiques.

CONCLUSION

Nous avons présenté l'analyse d'un convertisseur en longueur d'onde, à base d'un SOA suivi d'un filtrage décalé, via des mesures de TEB et de profils temporels obtenus au FROG. Nous avons ainsi montré que la conversion en longueur d'onde avec filtrage dans le rouge est limitée par le phénomène de patterning lors de la montée en débit et que celle avec filtrage dans le bleu peut générer des impulsions déformées en sortie et ainsi limiter la possibilité de cascabilité de ces fonctions. Chaque convertisseur sera alors plutôt adapté à un type d'applications : le filtrage dans le rouge pour les plus bas débits (réseaux d'accès) et dans le bleu pour les hauts débits (réseaux de transport).

REMERCIEMENTS

Ce travail, réalisé dans le cadre du projet ULYSSE, a été financé par le Ministère de la Recherche et des Nouvelles Technologies, Enterprise Ireland et l'Europe (FEDER).

REFERENCES

- [1] K. E. Stubkjaer, « Semiconductor Optical Amplifier-Based All-Optical Gates for High-Speed Optical Processing », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 6, pp 1428-1435, 2000.
- [2] L. Bramerie, A. Clarke, G. Girault, S. Lobo, M. Gay, C. Guignard, V. Roncin, B. Kennedy, P. Maguire, S. Fève, B. Clouet, F. Ginovart, L. P. Barry, J.C. Simon, « Investigation of SOA-based wavelength conversion at 80 Gb/s using bandpass filtering », oral communication, C.L.E.O/QELS, oral session CMT7 « All-Optical Signal Processing », Long Beach, California, USA, May 2006
- [3] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, K. E. Stubkjaer, « All-optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, pp.942-954, June 1996.
- [4] G.P.Agrawal, « Self-Phase Modulation and Spectral Broadening of Optical Pulses in Semiconductor Laser Amplifiers », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 25, pp 2297-2306, 1989.
- [5] Y. Liu, E. Tangdionga, Z. Li, S. Zhang, H. de Waardt, G. D. Khoe, H. J. S. Dorren, « Error-Free All-Optical Wavelength Conversions at 160 Gb/s Using a Semiconductor Optical Amplifier and an Optical Bandpass Filter », *J. Lightwave Technol.*, Vol. 24, N° 1, pp 230-235, January 2006.
- [6] M. L. Nielsen, « Polarity-preserving SOA-based wavelength conversion at 40 Gbit/s using bandpass filter », *Electron. Lett.*, Vol. 39, N° 18, Sept 2003.

FROG characterisation of SOA-based wavelength conversion using XPM in conjunction with shifted filtering up to line rates of 80 GHz

A.M. Clarke¹, G. Girault², P. Anandarajah¹, C. Guignard¹, L. Bramerie², L.P. Barry¹, J. C. Simon² and J. Harvey³

¹RINCE, School of Electronic Eng., Dublin City University, Ireland (email: liam.barry@dcu.ie).

²FOTON-ENSSAT / PERSYST Platform, 6 rue de Kérampont, BP 80518 22305 Lannion Cedex, France.

³Physics Dept. Auckland University, New Zealand.

Semiconductor Optical Amplifiers (SOAs) are ideal candidates for use as all-optical processing devices such as wavelength conversion [1]. Their attraction comes from their small size, low energy consumption, highly nonlinear response and possibilities for monolithic integration. The work we present here builds on recent work where we obtained 80 Gb/s error free performance using cross phase modulation (XPM) in an SOA in conjunction with a blue shifted bandpass filter [2]. Here we present a detailed characterisation of this wavelength conversion scheme using a Frequency Resolved Optical Gating (FROG) measurement scheme for both red and blue shifted filtering. This characterisation is important as it measures the exact temporal profile of the wavelength converted pulses and its corresponding output chirp as a function of input line rate from 10-80 GHz. Thus the patterning effect and the gain dynamics resulting from red and blue shifted filtering can be examined in detail. The FROG measurement scheme is advantageous over other pulse measurement schemes such as bandwidth limited oscilloscopes and traditional autocorrelation methods as it retrieves intensity and corresponding phase information [3].

The wavelength conversion scheme presented here uses a very simple technique, which exhibits low polarisation dependence and retains the polarity of the input pulse in comparison to other similarly published wavelength conversion schemes [4]. The experimental set-up is shown in Figure 1. Mode-locked pulses with a FWHM of 2.3 ps were generated at a repetition rate of 10 GHz at a wavelength of 1545 nm. The pulses were amplified and passively multiplexed at rates ranging from 10-80 GHz. This pulse train was coupled with a continuous wave (CW) probe signal and were injected into a commercially available SOA. The measured slow gain recovery time of this SOA was 50 ps. The pulse energy was kept constant for each line rate at 12 fJ and the probe average power was 2.5 dBm. To obtain optimised red and blue shifted filtering the probe signal was set at a wavelength of 1551.91 nm and 1558.6 nm respectively. The probe signal was tuned as a fixed Fibre Bragg Grating Filter was used following the SOA. This filter had a 3dB bandwidth of 5 nm and a sharp band edge, which was used to reject the original pump signal and to significantly reduce the CW portion of the probe. A second 3 nm tunable Gaussian filter was used to suppress further the CW signal and thus give an improved extinction ratio (ER). The intermediate EDFA (EDFA2) was used to overcome the high insertion loss due to the shifted filters. The wavelength converted pulses were then analysed using the FROG at line rates of 10, 20, 40, and 80 GHz. An EDFA was required before the FROG to obtain the maximum SNR of the measurement scheme.

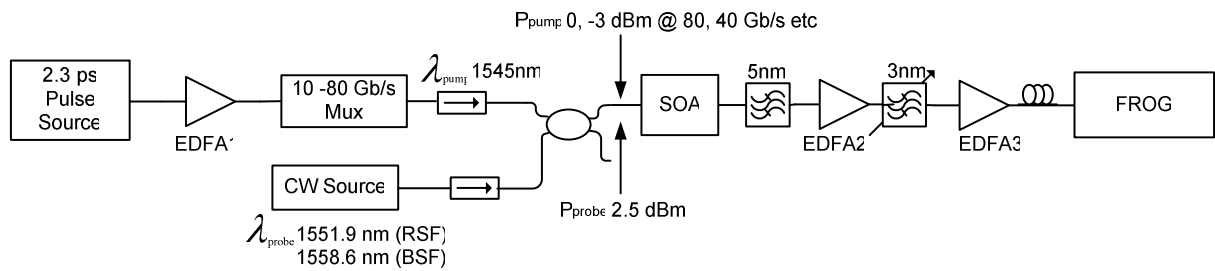


Figure 1: Experimental set up for the bandpass shifted filtering wavelength conversion scheme

The intensity profiles of the wavelength converted pulses for red and blue shifted filtering are shown in Figure 2. By placing the filter on the red shifted side of the original probe spectrum we obtain very short pulses as shown in Figure 2(a). This is due to the very fast response caused by the depletion of carriers which induces an equally fast red chirp. A small portion of blue chirped spectral components, which are not fully rejected by the filters, is the cause of the tail present on the trailing edge of the pulses. As is clearly evident, patterning effects are very prominent in red shifted wavelength conversion schemes, as the amount of carriers depleted dictates the size of the chirp and as the bit rates increase, fewer carriers have recovered. This leads to a reduction in red chirp and thus a reduction in output power. However, for the blue shifted filtering we can obtain error free performance up to 80 Gb/s [2] as the patterning effects are not as substantial as displayed in Figure 2(b), as blue shifted filtering is less dependent on the

input line rate. The leading edges of the blue shifted wavelength converted pulses have a very sharp slope. This is the result of the fast gain recovery of the SOA, which is related to intraband effects occurring on a timescale of approx 1-2ps. The structure at the centre of the pulse is due to a combination of the filter shape and the point where the slow gain recovery begins to take effect. The trailing edge of the pulse is determined by the shape of the filter profile.

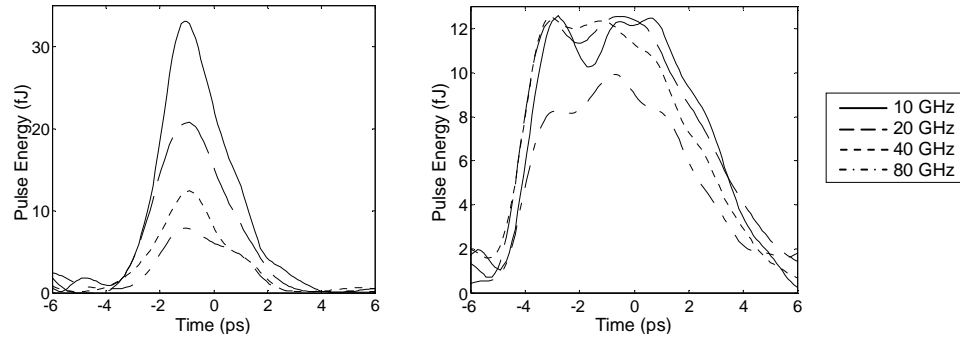


Figure 2 (a) and (b): Intensity profiles for red and blue shifted filtering respectively in conjunction with XPM in an SOA at line rates of 10, 20, 40 and 80 GHz.

In Figure 3 we show the wavelength converted pulses normalised and their corresponding output chirp. The output pulses have a pulse width of 2.5-3.6 ps and 7-6.3 ps for respective red and blue shifted converted pulses. The chirp in particular for the blue shifted pulses is approximately linear across the pulse. This is to be expected as the induced phase by the SOA is converted into amplitude modulation by the shifted filter. This linear chirp with an approximate magnitude of 200 GHz could be used to compress the blue-shifted converted pulses to 3.5 ps. The small ripple on the output chirp is due to an uneven filter profile. Enhanced performance could be achieved by using a filter with a smoother profile and pulse compression could be obtained with a filter that has a linear chirp opposite to the wavelength converted pulses.

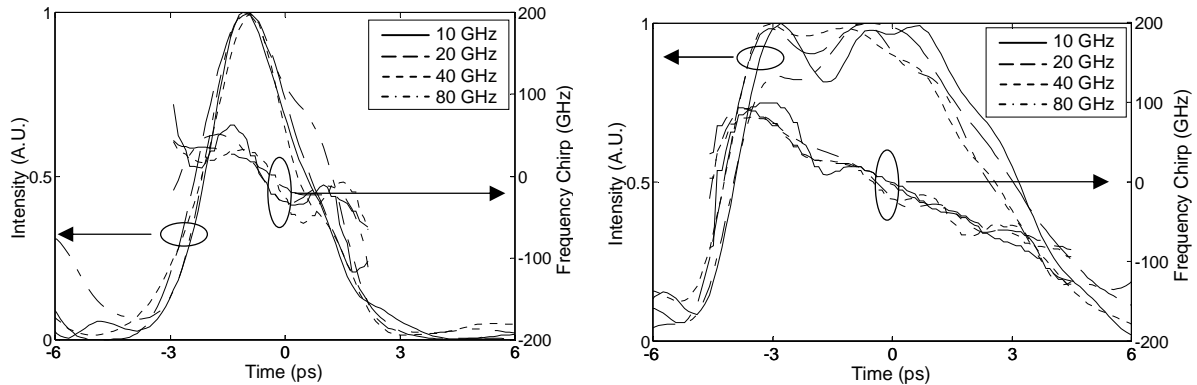


Figure 3 (a) and (b): Intensity and corresponding chirp profiles for red and blue shifted filtering respectively in conjunction with XPM in an SOA at line rates of 10, 20, 40 and 80 GHz.

In conclusion a full characterisation of a popular wavelength conversion scheme which uses XPM in an SOA in conjunction with bandpass shifted filtering is provided. This type of characterisation has not been provided before to the best of the authors knowledge and is an important analysis firstly to achieve a full understanding of the gain and phase dynamics exploited by the wavelength conversion scheme presented and secondly to design a filter so that an optimum performance can be obtained.

Acknowledgements: This work was supported in part by Science Foundation Ireland (Investigator Program), the French Research Ministry, Europe (FEDER) and Brittany Region.

- [1] T. Durhuus et al., *IEEE J. of Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 942-954, 1996.
- [2] L. Bramerie et al., *CLEO 2006, CMT7*, 2006.
- [3] R. Trebino, et al., *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 68, pp. 3277-3295, 1997.
- [4] Y. Liu, et al., *IEEE J. of Lightwave Technol.*, vol. 24, pp. 230-236, 2006.

2R and 3R optical regeneration: from device to system characterization

M. Gay (1), L. Bramerie (1), J.C. Simon (1), V. Roncin (1), G. Girault (1), M. Joindot (2), B. Clouet (1), S. Lobo (1), S. Feve (1), T. Chartier (1)

(1) CNRS UMR FOTON, ENSSAT, Université Rennes1, 6 rue Kerampont, 22300 Lannion, France, gay@enssat.fr

(2) France Telecom R&D, 2 av. Pierre Marzin, 22307 Lannion, France

Abstract We review a number of methods to assess the efficiency of a regenerator. Back-to-back characterization gives some information of the possible regenerative properties of the device but do not constitute the proof the device will be efficient when cascaded in a transmission network.

Introduction

So far, many regenerators using fibre-based or semiconductor-based devices have been proposed. Many of them are promising for high-bit-rate optical regeneration. However, the method to characterise a regenerator and to assess its efficiency is delicate.

We propose in this paper to consider both numerical and experimental characterizations of different kinds of regenerators (2R, 3R, optical and optoelectronic) in order to study some methods to assess the efficiency of a regenerator and to define some characteristics of a regenerated link. On-Off Keying (OOK) modulation is considered. Before studying the case of a cascade of 3R/2R regenerators, back to back characterizations are considered.

Back-to-back characterization

One of the first regenerator characterization consists in measuring the penalties introduced by the device under consideration. The back-to-back experiment consists of placing it between the transmitter and the receiver. We compare both experimentally and numerically the bit error rate (BER) evolution versus input power on the receiver for two 3R regenerators. The numerical analysis aims at calculating the BER of a regenerated signal limited by amplitude noise. As the noise distribution of a regenerated link cannot be considered as Gaussian, the BER cannot be deduced from the classical error complementary function [1]. For this reason we used the general relation linking the BER and the power probability density function (*pdf*) [2]. The *pdf* at the transmitter (after an optical amplifier) is calculated according to ref. [3] by applying the total probability theorem [4]. The considered receiver is not preamplified and is limited by thermal (gaussian) noise. Results with an optically preamplified receiver (limited by optical noise) are not presented in this paper but are similar to the case without preamplification.

The experimental setup is presented on Fig. 1. The transmitter generates a modulated RZ signal at 10 Gbit/s (impulse full width at half maximum of 50 ps, sequence length of $2^{15}-1$ bits).

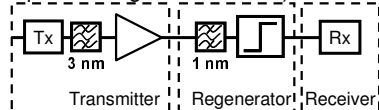


Figure 1: Experimental and numerical set up.

Two kinds of regenerators are considered, an optoelectronic regenerator (OEO 3R) and an optical regenerator. The OEO 3R has a classical architecture consisting of a receiver followed by a transmitter. Its transmission function has a step like shape represented in Fig. 2 by the discontinuous line.

The optical 3R has proven its efficiency in [6]; it is composed by two wavelength converters, the first one is based on a nonlinear optical loop mirror (NOLM) with a Semiconductor Optical Amplifier (SOA) as the nonlinear element, and the second one is a dual stage of SOA using SOA cross gain modulation. Its experimental transmission function is plotted in Fig. 2 (symbols) with an interpolation by an hyperbolic tangent function (continuous line) for numerical analysis. The *pdf* transformation through the regenerator is calculated using the relation giving the *pdf* transformation by a function [5]. Noise added by the regenerator is taken into account.

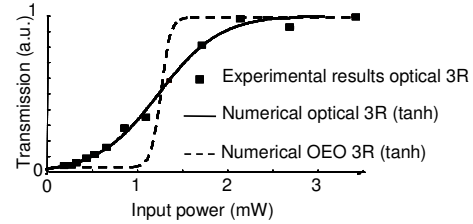


Figure 2: Experimental and numerical transmission functions of the considered regenerators.

Firstly we present the results with the optical 3R regenerator. Fig. 3 represents the BER evolution versus receiver input power in 3 cases: the reference in back-to-back (circles), the case of a degraded signal with an OSNR of 18 dB (measured on 0.1 nm) (full triangles) and the case of this degraded signal with the optical 3R (empty squares). Continuous lines correspond to numerical analysis and show a good agreement with the experimental results.

Without the 3R regenerator, with an OSNR of 18 dB, a 6 dB penalty (at $\text{BER} = 10^{-8}$) is measured due to the excess optical noise. We define the penalty as the ratio of the power on the receiver with the device under test (at a given BER) to the reference receiver sensitivity, as represented on Fig. 3 by the arrow.

The optical 3R regenerator is then introduced (empty squares). We observe a power range where the BER is improved for a given receiver input power

compared to the non regenerated case (between -6 and -15 dBm on the receiver). However, the regenerated case is still worse than the reference curve; thus we cannot talk of negative penalty but rather of penalty reduction owing to the regenerator. Moreover, at high input power (above -6 dBm), when optical noise is dominant, BER is the same in the regenerated case and in the non regenerated case.

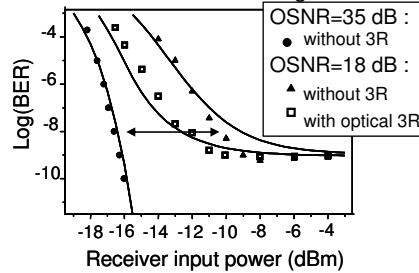


Figure 3: BER vs receiver input power with and without optical 3R.

Consequently, we can conclude that, if the receiver is properly used, there is no BER improvement when the regenerator is placed just in front of it.

Now we consider the case of an ideal 3R repeater (OEO). Fig. 4 represents results similar to the Fig. 3 : the reference (OSNR 35 dB (0.1 nm), circles), the degraded signal (OSNR 16 dB, triangles) and the regenerated case (squares).

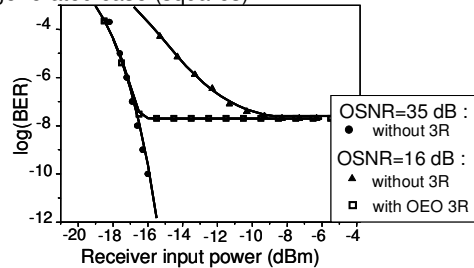


Figure 4: BER vs receiver input power with and without OEO 3R.

This figure shows 3 areas: between -15 and -10 dBm, both thermal and optical noises contribute to the BER degradation. The excess optical noise is reduced by regeneration and the BER is then improved. This area reflects the regenerative properties of the device (amplitude noise fluctuations reduction, extinction ratio (ER) improvement). Below -15 dBm, the regenerated curve joins the reference one: only receiver thermal noise limits the signal quality. And consequently, since the regenerator does not influence the receiver noise, there are no negative penalties. And finally at levels above -10 dBm, as the regenerator does not improve the BER, the regenerated curve joins the non regenerated one, as optical noise is much higher than thermal noise. In summary, we have firstly shown both numerically and experimentally, with 2 kinds of regenerators, that if the receiver is properly used (receiver noise is negligible), there is no BER improvement when a

regenerator is placed just in front of the receiver. In some cases, a BER improvement can nevertheless be observed due to phenomena such as a pulse width variation [7] or a filtering effect.

Secondly, we showed an area where the regenerator improves the BER. As a consequence, the characterization of a regenerator placed between a transmitter and a receiver gives information on possible regenerator penalties and on its regenerative properties (amplitude noise fluctuation reduction, ER improvement). A method to ensure that the device under test has regenerative properties is to measure the BER evolution versus the decision threshold in back-to-back [8]: steeper flanks are characteristic of a noise variance reduction and a larger flanks spacing is an indication of an ER improvement.

However, whatever the quality of the back-to-back experiment, this cannot ensure the device will constitute a good regenerator when installed in a transmission network. The signal properties can indeed be changed through the regenerator (chirp for example) in such a manner that the device is not efficient in a transmission link or is not cascable. Moreover some devices may improve the ER without reducing the amplitude noise fluctuations; this will lead to a BER improvement (in the area where the receiver noise is negligible), but it cannot be considered as regeneration.

For all these reasons, we think the best way to demonstrate the efficiency of a regenerator is to assess its regenerative properties when cascaded in a transmission link.

Characteristics of a 3R regenerated link

Afterwards, regenerators are placed in a transmission line. The experimental setup is not described here but further details can be found in Ref. [6]. The same optical and optoelectronic 3R regenerators as in the back to back approach are considered.

Some numerical [9], analytical [10] and experimental [6, 11] analysis have shown that the BER evolves linearly with the number of cascades in a regenerated link by an optoelectronic repeater. Moreover, it was shown that when an optical regenerator with a smoother transmission function is used, the linear evolution is obtained after a few cascades in the regenerator. Before reaching the linear regime, the BER degrades rapidly. Consequently, the best transmission function to limit the amplitude noise accumulation is the step-like function.

Secondly, the BER evolution versus the decision threshold at the receiver is considered. This is usually used in system experiments to extrapolate the minimal BER and Q factor [1].

The OEO 3R was firstly studied numerically and experimentally. The simulated link consists of a

cascade of transmission spans and regenerators. The transmission is simulated by a single optical amplifier with a noise figure equivalent to one span. The transmission is limited by the optical signal to noise ratio (OSNR) degradation since the chromatic dispersion is compensated for and the nonlinear effects are negligible. Fig. 5 presents the BER evolution versus decision threshold after 7, 73 and 759 cascades in the OEO 3R. Numerical results are in good agreement with the experimental results. Some plateaux appear after one passage through the regenerator, owing to the non linear pdf transformation through the regenerator.

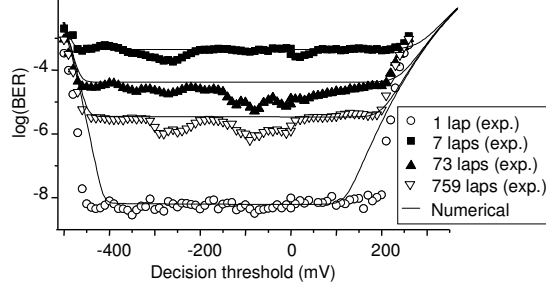


Figure 5: Experimental and numerical BER vs decision threshold with OEO cascaded.

The same behaviour was observed with the optical regenerator as presented on Fig. 6.

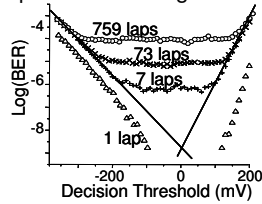


Figure 6: Experimental BER vs decision threshold of the optical 3R.

This result is crucial in regenerated links. Firstly deduction of the minimal BER from the extrapolation of the flanks of the BER versus decision threshold curve is an erroneous approach in a regenerated link. Secondly, this confirms that Q factor and BER are not linked anymore by the classical error complementary function [1]. This result may appear trivial, as it may seem obvious that noise distributions cannot be considered as Gaussian anymore. However this is still a method often used to characterize regenerated links, whereas Fig. 6 shows that the extrapolated Q factor value hardly evolves (identical flanks after 7, 73 and 759 laps) when the BER degrades linearly with the number of laps. It is consequently important to notice that this extrapolation is not a valid method for defining the margins of a regenerated link.

Characteristics of a 2R regenerated link

The 2R regeneration allows the degraded signal reshaping but cannot retune the symbols in their bit time. As a consequence the timing jitter accumulates in a 2R regenerated link. One of the characterizations

of 2R regenerated links consists in studying the possible timing jitter added by the device under consideration. Some papers [12] have shown that the recovery time of the device plays a decisive role in the timing jitter accumulation. Here we show that part of the temporal closure of the eye diagram in a 2R regenerated link is inherent to the reshaping process whatever the regenerator. To do so, we consider a numerical analysis with a realistic signal degradation using a commercial software (Optisystem). The degraded signal is injected into a step-like reshaping gate, chosen arbitrarily and with an instantaneous response.

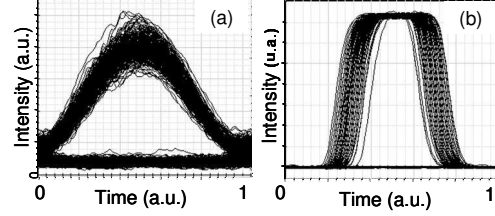


Figure 7: Eye diagram without (a) and with 10 cascades in the reshaping gate (b).

The eye diagram without (a) and with (b) regeneration after 10 cascades is represented in Fig. 7. This figure shows that the reshaping gate properly limits the amplitude closure of the eye diagram. But it exhibits a temporal closure of the eye diagram because the leading and trailing edge variations (due to Amplified Spontaneous Emission noise) are changed into timing jitter and pulse width variations after passing through a reshaping gate. In addition to eye diagram temporal closure, the device recovery time may increase the timing jitter as shown in Ref. [12].

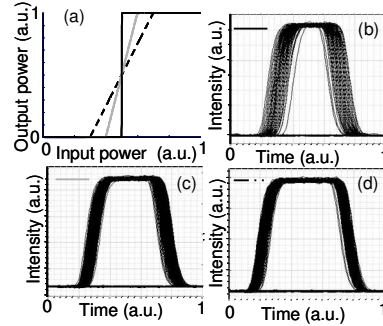


Figure 8: Reshaping gates (a) and resulting eye diagrams (10 cascades) for different slopes (b,c,d).

We then consider the influence of the slope of output vs input power characteristics. Fig. 8 represents the considered reshaping gates (a) and the resulting eye diagrams after 10 cascades (b,c,d). This figures show that the higher the slope is, the more timing jitter accumulates.

As a consequence, the reshaping gate leading to the weakest eye diagram temporal closure corresponds to a smooth gate. However, we saw in the 1st part of this paper (3R case), that the reshaping gate that reduces the best the amplitude noise is the step-like

shape gate. As a consequence, in a 2R regenerated link, the regenerator leading to the best performance must correspond to the best compromise between amplitude noise and timing jitter accumulation.

This result was confirmed by the experimental study reported in Ref. [13]. The experimental setup is not described here but further details can be found in Ref. [13]. The 2R regenerator is composed by a microcavity saturable absorber [14] and a SOA. In this paper, regimes limited by amplitude noise or timing jitter were shown (Fig. 9).

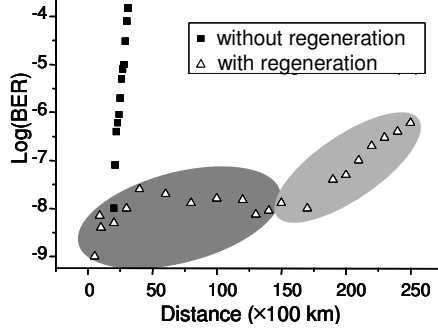


Figure 9 : BER vs distance in a 2R link.

On this figure, the BER vs distance with (empty triangles) and without (full squares) regenerators are presented. In the regenerated case, two different regimes are observed. The amplitude noise limited regime is characterized by a slow BER degradation (see 3R case, linear evolution), whereas the timing jitter limited regime is characterized by a fast BER degradation. This shows that after about 160 cascades in the regenerated case, the timing jitter starts limiting the transmission.

In order to better put it in evidence, two different operating points, leading to two different slopes in the output versus input power characteristics were investigated as reported on Fig. 10, where the BER evolution versus distance is presented without (full squares) and with the regenerator for 2 different slopes (empty squares for the highest slope, full triangles for the smallest slope).

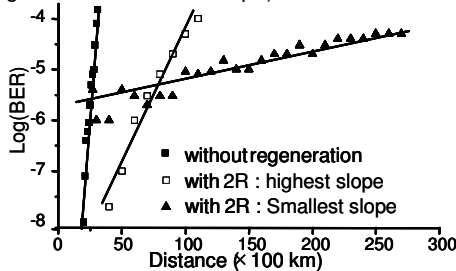


Figure 10: BER vs distance for 2 operating points leading to 2 different slopes.

The highest slope leads to a fast BER degradation whereas the smallest slope leads to a slower BER degradation, leading to the conclusion that with the highest slope the transmission is limited by timing

jitter whereas with the smallest slope, the transmission is limited by amplitude noise. This is in accordance with the previous numerical analysis: the higher the slope is, the more timing jitter accumulates.

Conclusion

In this paper, we reviewed a number of observations on the method to assess the efficiency of a regenerator. The back-to-back characterization gives information on possible regenerator penalties and on its regenerative properties (noise reduction, extinction ratio improvement). However this cannot ensure the device will behave as a good regenerator when several are cascaded in a transmission network.

Concerning the characterization of a regenerated link, it was shown that the Q factor measurement by the extrapolation of the flanks of the BER versus decision threshold curve is not a proper method to estimate BER and define the margins of a regenerated link.

Regarding the 2R regenerated link, it was shown that the reshaping process leads to eye diagram temporal closure, whatever the considered device. Moreover the higher the slope is, the more timing jitter accumulates. Consequently, contrary to the 3R case, the step-like reshaping gate does not necessary lead to the best performance: depending on the link architecture, the targeted distance and the targeted signal degradation, a more or less smooth reshaping gate will be more adequate.

Acknowledgements

A part of this work was carried out in the frame of the national project ASTERIX supported by "Ministère des Finances et de l'Industrie". We thank all the partners of the project who have contributed to the fabrication of the saturable absorber component and especially D. Massoubre, J.L. Oudar and A. Shen. We thank also A. O'Hare for his contribution to the experiments. This work was also supported by Region Bretagne, and the European Union (FEDER).

References

- 1 N.S. Bergano et al, IEEE PTL, vol.5 (1990), no.12.
- 2 R. Hainberger et al, JLT, vol. 22 (2004), no. 3.
- 3 D. Marcuse, JLT, vol. 8 (1990), no. 12.
- 4 A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 2nd ed., New York, 1984.
- 5 J.W. Goodman, *Statistical Optics*, Wiley interscience publication, 1985.
- 6 L. Bramerie et al, ECOC (2004), We2.5.2.
- 7 W. Idler et al, ECOC (2003), Th 2.6.3.
- 8 G. Contestabile et al, OFC (2006), JThB29.
- 9 P. Öhler et al, IEEE PTL, vol. 9 (1993), no.7.
- 10 J. Mork et al, IEEE PTL, vol.15 (2003), no. 10.
- 11 W. Kuebart et al, ECOC (2003), Mo 4.3.1.
- 12 P. Öhler et al, IEE Optoelec, vol. 147 (2000), no.2.
- 13 M. Gay et al, ECOC (2006).
- 14 D. Massoubre et al, APL, Vol 88 (2006), no. 15.

Investigation of SOA-based wavelength conversion at 80 Gb/s using bandpass filtering

L. Bramerie¹, A. Clark², G. Girault¹, S. Lobo¹, M. Gay¹, C. Guignard², V. Roncin¹, B. Kennedy², P. Maguire², S. Feve¹, B. Clouet¹, F. Ginovart¹, L. P. Barry² and J. C. Simon¹

¹ ENSSAT, PERSYST Platform, CNRS UMR 6082 FOTON, 6 rue de Kerampont, 22300 Lannion, France, Laurent.Bramerie@persyst.fr

² Research Institute for Networks and Communications Engineering (RINCE) Dublin City University Dublin 9, Ireland, barryl@eeng.dcu.ie

Abstract: This paper presents a simple and effective 80 Gb/s wavelength conversion scheme by using Cross Gain Modulation in a Semiconductor Optical Amplifiers (SOA) in conjunction with filtering the blue shifted component of the probe spectrum to give a non-inverted output signal.

©2006 Optical Society of America.

OCIS codes: (070.4340) Nonlinear optical signal processing; (250.5980) Semiconductor optical amplifiers; (060.4510) Optical communications

1. Introduction

Conventional Semiconductor Optical Amplifiers (SOAs) have a gain recombination time of approximately 90 ps which limits traditional wavelength conversion schemes to a max bit rate of 10 Gb/s. Liu et al. achieved a 160 Gb/s wavelength conversion thanks to a scheme based on phase-amplitude coupling in an SOA and a shifted filtering [1]. However without adding an interferometric configuration the extinction ratio (ER) is not sufficient and the output data are inverted. Similar techniques based on cross gain modulation (XGM) in SOA and shifted filtering have also been proposed and those enable non-inverted wavelength conversion at 40 Gb/s [2] [3]. In this paper, we have implemented a 80 Gb/s wavelength conversion thanks to this technique using a correctly positioned spectral filtering XGM and give some highlights of the limitations of the use of this technique at higher bit rates.

2. Principle:

The principle of the technique is based on spectral broadening and shifted filtering as it has been first proposed by Mamyshev et al.[4]. In our work, the spectral broadening is obtained by XGM through the process of phase-gain coupling on the probe signal in the SOA. Then, a filter selects the blue-shifted sideband of the probe, converting phase modulation into amplitude modulation, while efficiently suppressing the CW carrier wavelength. Suppressing the carrier corresponds to suppressing the DC content of the polarity inverted probe waveform; thus, the data pump polarity is preserved. Moreover, this technique works thanks to the fast transition time of the blue-shifted probe spectrum due to carrier heating process in comparison with the interband gain recovery time [5].

3. Experiment

The experimental setup is presented in Fig. 1. The pump signal was a 40 GHz mode-locked fibre laser which generated 2 ps pulses at 1555 nm. This signal was modulated with a PRBS 2¹⁵-1 data at 40 Gb/s by a LiNbO₃ electro-optic modulator. The 40 Gb/s pulse train was multiplexed to 80 Gb/s using a fibre based multiplexer. The continuous probe was generated by a DFB laser at 1545 nm. The pump and probe signal were coupled and injected into the SOA with an average power of 3 dBm and 5 dBm respectively.

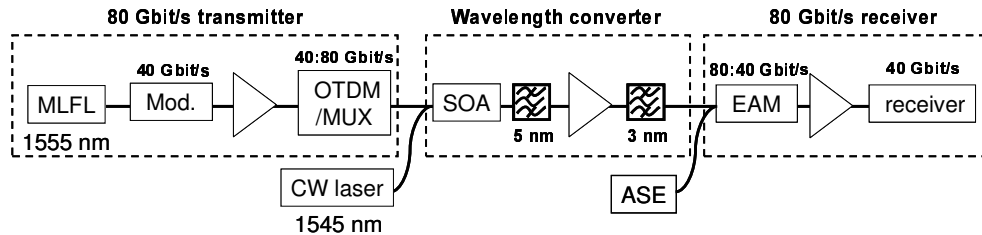


Fig. 1: Experimental setup of wavelength conversion at 80 Gb/s

The SOA was 1.2 mm long with a gain recovery time of 90 ps and had an applied bias current of 250 mA. At the output of the SOA a filter with a 3 dB bandwidth of 5 nm and a sharp band edge was used to reject the output pump signal and to significantly reduce the continuous wave portion of the probe which in turn improves the ER of the wavelength converted pulses. An EDFA is used to compensate for the loss of the probe signal to ensure a good OSNR. A second filter of 3nm is then used to precisely select the spectrally broadened part of the probe spectrum. The filter shift of 2.4 nm is correctly chosen to have a non-inverted signal at the output with no pattern effects. After

wavelength conversion, an EAM driven with 40 GHz local clock was used to optically demultiplex down to 40 Gb/s. To enable the measurement of the BER evolution as a function of the OSNR signal an Amplified Spontaneous Emission (ASE) source was added to the system to degrade the 80 Gb/s OSNR signal.

4. Results and discussion

Fig. 2(a) displays the probe spectra directly after the SOA, without (dotted line) and with (solid line) pump modulation, as well as the 3 nm filter shifted by 2.4 nm. Fig. 2(b) shows the spectrum before the 3 nm filter and from this we can clearly see that the OSNR of the wavelength converted signal is essentially limited by the ASE of the SOA. Fig. 3 shows BER versus OSNR of both 40 Gbit/s DEMUX tributaries, for the reference signal (3-i), and for the probe signal (3-ii). The low level of probe OSNR (23 dB in 2 nm bandwidth) explains in part the 5dB penalties measured on the wavelength converted signal (reference signal OSNR measured of 33 dB in a 2 nm bandwidth). This BER measurement proves the ability to carry out wavelength conversion at 80 Gbit/s with an SOA that has a gain recovery time as long as 90ps.

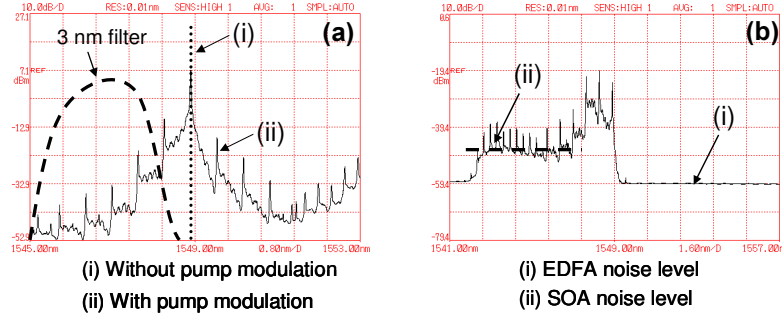


Fig. 2: a) probe spectrum at the SOA output; (b) probe spectrum before 3nm filter

Notice that at 40 Gb/s we measured a penalty of 1.5 dB similar to [2], but this increases to 5 dB at 80 Gb/s. As explained previously, the penalties are due to the low OSNR of probe signal at the SOA output and are not primarily due to the noise of the EDFA as suggested in [2].

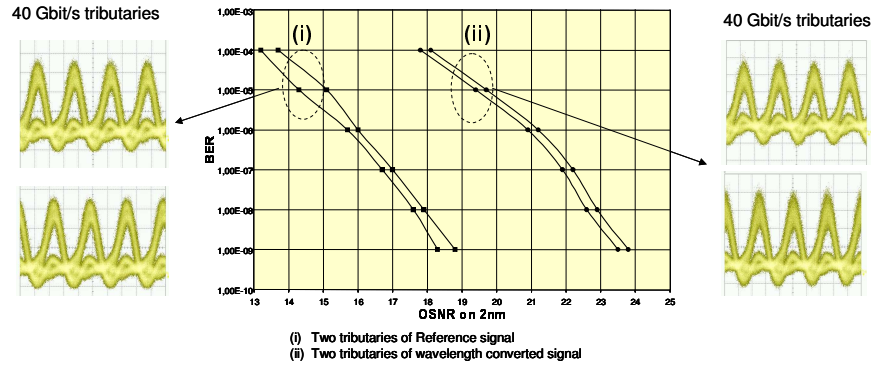


Fig. 3: BER evolution as a function of OSNR measured in 2nm bandwidth

5. Conclusion

This paper has presented a simple and effective technique to implement wavelength conversion using XGM and shifted filtering to obtain error free results at 80 Gb/s. The long gain recovery time of the SOA was overcome by taking advantage of the fast phase response which was converted into an amplitude response through the shifted position of the filter. Finally we detail how the ASE of the SOA is the main limitation of this scheme.

6. References

- [1] Y. Liu, E. Tangdiongga, Z. Li, S. Zhang, H. de Waardt, G.D. Khoe and H.J.S. Dorren, "160 Gb/s Wavelength Converter Using Ultra-fast Dynamics in an SOA", ECOC (2005)
- [2] M.L. Nielsen, B. Lavigne and B. Dagens, "Polarity-preserving SOA-based wavelength conversion at 40 Gb/s using bandpass filtering", Electronics Letters **39**, 1334-1335 (2003).
- [3] J. Leuthold, D.M. Marom, S. Cabot, J. J. Jaques, R. Ryf and C. R. Giles, "All-optical wavelength conversion using a pulse reformatting optical filter", J. lightwave Tech., **22**, 186-192, 2004.
- [4] P. V. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect", ECOC (1998).
- [5] J. Mork, A. Mecozzi, "Theory of the ultrafast optical response of active semiconductor waveguides", JOSA **13**, (8), 1803-1815, 1996.

PERFORMANCE D'UN REGENERATEUR OPTIQUE A BASE DE SOA INSENSIBLE A LA POLARISATION

Gwenaëlle Girault, Mathilde Gay, Laurent Bramerie, Vincent Roncin et Jean-Claude Simon

Laboratoire d'Optronique, CNRS UMR 6082 FOTON

Groupeement d'Intérêt Scientifique « FOTON »

ENSSAT / Université de Rennes 1, 6 rue de Kérampont, 22305 LANNION cedex

gwenaëlle.girault@enssat.fr

RÉSUMÉ

Dans cet article, nous présentons une architecture originale de régénérateur 3R optique à base d'un miroir à boucle optique non-linéaire et d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs. Ce régénérateur, présentant une faible pénalité et une insensibilité à la polarisation, a permis de réaliser une transmission de 100000 km (1000 cascades) sans erreur lors d'une expérience en boucle à recirculation.

MOTS-CLEFS : *SOA, NOLM, régénération 3R, boucle à recirculation, polarisation*

1. INTRODUCTION

Lors de son transport, le signal subit diverses dégradations comme l'atténuation due à la fibre, la distorsion par la dispersion chromatique et les effets non-linéaires ou l'ajout de bruit causé par son passage par des composants actifs tels les amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA). Ainsi, pour assurer une bonne transmission sur de longues et très longues distances, il est nécessaire de régénérer le signal, c'est-à-dire, l'amplifier (régénération 1R), le remettre en forme (régénération 2R) et parfois le resynchroniser pour s'affranchir du phénomène de gigue temporelle (régénération 3R). Actuellement, ceci est réalisé électroniquement ce qui implique une double conversion entre l'optique et l'électronique. A de très hauts débits ($>40\text{Gbits/s}$), la limitation des composants électroniques impose la réalisation de régénérateurs tout optiques. Dans cet article, nous allons tout d'abord présenter un régénérateur tout optique 3R basé sur un interféromètre non-linéaire de type NOLM et d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs. Puis, son étude dans une expérience de régénération en boucle à recirculation permettra, entre autre, de montrer son insensibilité à la polarisation.

2. LE REGENERATEUR OPTIQUE

Le régénérateur est constitué d'une cascade de deux convertisseurs en longueur d'onde ce qui nous permet de recueillir, en sortie, les données régénérées à la même longueur d'onde et à la même polarité que celles dégradées en entrée. De plus, cette configuration offre la possibilité de régénérer complètement le signal (3R) en incluant une récupération d'horloge optoélectronique. Le schéma de principe est représenté sur la figure 1.

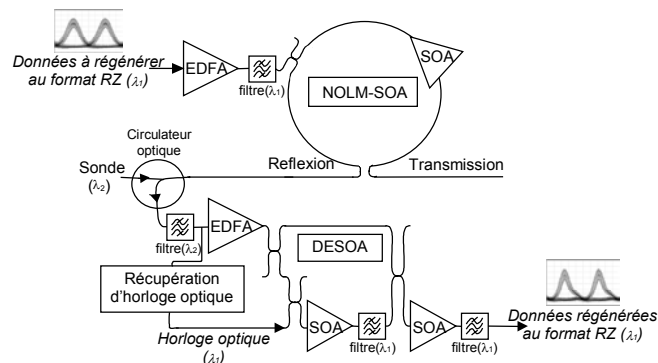


Figure 1 : Schéma de principe du régénérateur.

Le premier convertisseur est un miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM) [1] dont l'élément non-linéaire inséré dans la boucle de Sagnac est un amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA). Les interféromètres sont souvent utilisés pour la régénération optique [2] car leurs fonctions de transmission sont fortement non-linéaires ; leurs formes peuvent ainsi tendre vers celle de la porte idéale en marche d'escalier. Parmi les interféromètres fibrés, le NOLM étant basé sur la boucle de Sagnac, il est intrinsèquement l'un des plus stables pour peu que les longueurs de fibres utilisées soient assez courtes, ce qui est le cas quand son élément non-linéaire est un SOA. De plus, notre NOLM-SOA est constitué de fibres à maintien de polarisation ce qui accentue sa stabilité. Enfin, contrairement à son utilisation habituelle pour la régénération [3], nous utilisons le NOLM-SOA en configuration « réflexion » ce qui permet une inversion de la polarité des données et une plus faible dépendance aux effets de phase ce qui le rend moins sensible aux variations de polarisation.

Le second convertisseur en longueur d'onde est un double étage d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs (DESOA) [4]. Cette architecture composée de deux SOA permet également d'accentuer la non-linéarité de la fonction de transmission en comparaison à celle d'un SOA seul, les taux de compression des deux SOA se cumulant. De plus, cette fonction assure également une inversion de polarité des données et est composée de SOA peu sensibles à la polarisation (<0,5 dB).

Ainsi, en associant le NOLM-SOA et le DESOA, nous obtenons un régénérateur insensible à la polarisation. De plus, comme nous pouvons le voir sur la figure 2, la fonction de transmission du régénérateur a bien une forme de S [5], ce qui permet une régénération à la fois des '1' et des '0' du signal. Toujours d'après cette figure, nous pouvons voir qu'un taux d'extinction en sortie de 14 dB peut être obtenu pour un taux d'extinction en entrée de 8 dB seulement.

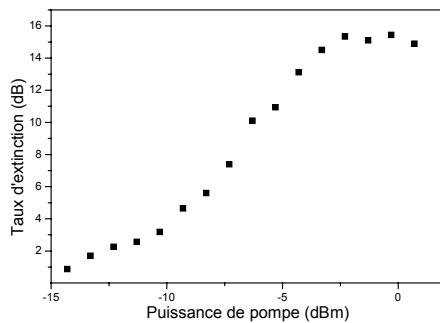


Figure 2 : Fonction de transmission du régénérateur.

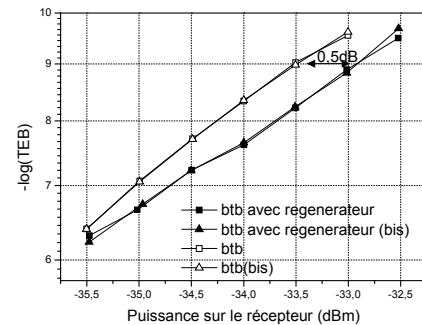


Figure 3 : Mesure de la pénalité du régénérateur.

Enfin, à partir d'une mesure de taux d'erreurs binaires (TEB) en fonction de la puissance sur le récepteur pour une ligne ne comprenant que l'émission et la réception (btb pour back to back) ainsi que pour la même ligne dans laquelle le régénérateur a été inséré (btb avec régénérateur), nous avons pu déterminer la pénalité de notre fonction optique, qui s'est avérée être faible. D'après la figure 3 qui illustre cette mesure, on peut lire une pénalité de 0,5 dB pour un taux d'erreurs binaires de 10^{-9} .

3. ETUDE DANS UNE LIGNE DE TRANSMISSION

Pour évaluer ses performances en « système », nous avons inséré ce régénérateur dans une boucle à recirculation simulant une transmission à très longue distance à 10 Gbit/s. Cette boucle, composée de deux tronçons de 50 km de fibre à dispersion décalée (NZDSF) présentant une dispersion chromatique de 4ps/nm/km, est schématisée sur la figure 4. La dispersion chromatique y a été compensée à l'aide d'une fibre à compensation de dispersion (DCF). Deux amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA) ainsi qu'un pompage Raman contra-propagatif permettent de compenser les pertes dans la fibre et ainsi de fixer une puissance en entrée de la boucle de -10 dBm tout en assurant une faible accumulation de bruit dans la ligne.

Le signal optique émis est formé d'impulsions de 50 ps de largeur à mi-hauteur à la longueur d'onde de 1552 nm (λ_1). Il est issu d'un signal électrique RZ, créé par une séquence de bits pseudo-aléatoire associée à une bascule électrique, qui module une source optique via un modulateur LiNbO₃. Ce signal optique est ensuite injecté dans la boucle à recirculation via un modulateur acousto-optique (MAO).

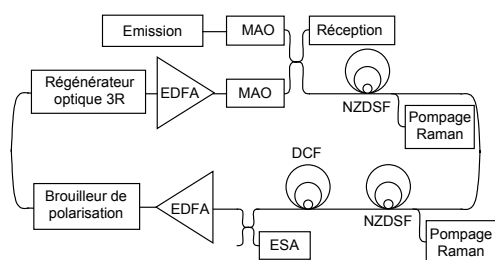


Figure 4 : Schéma de la boucle à recirculation.

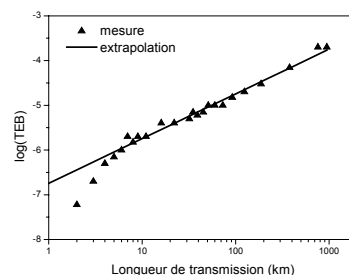


Figure 5 : Evolution du TEB en fonction de la distance parcourue pour une transmission avec régénération.

Afin de tester les performances de notre régénérateur en transmission, nous avons fait des mesures de TEB pour différentes distances de transmission, c'est-à-dire pour divers tours de boucle. Nous avons également inséré dans la boucle un brouilleur de polarisation ayant une fréquence de modulation de 1MHz. Celui-ci décrivant devant le régénérateur tous les états de polarisation, il nous a permis de mettre en évidence expérimentalement l'insensibilité du régénérateur à la polarisation. Les résultats obtenus ont montré une grande stabilité : avec un rapport signal sur bruit (OSNR) de 33 dB mesuré sur une bande passante de 0,1 nm, aucune erreur n'a été mesurée pendant 30 minutes, assurant un taux d'erreurs binaires inférieur à 10^{-10} après une transmission de 100000 km (1000 cascades).

Pour pouvoir mesurer un taux d'erreurs binaires, nous avons alors inséré, via un coupleur, une source d'émission spontanée amplifiée (ESA), comme le présente la figure 4. Ce procédé permet de dégrader artificiellement l'OSNR de la ligne pour pouvoir étudier l'évolution du TEB au fil des passages dans un régénérateur [6]. La figure 5 montre ainsi l'évolution du TEB en fonction de la longueur de transmission pour un OSNR de 21 dB mesuré sur une bande spectrale de 0,1 nm. Ces résultats démontrent une grande stabilité du régénérateur, condition nécessaire pour l'étude de la régénération.

CONCLUSION

Une nouvelle architecture pour la régénération 3R tout-optique stable et insensible à la polarisation a été présentée. Etant à base de SOA, elle est parfaitement compatible avec une réalisation en optique intégrée. De plus, sa grande stabilité et son insensibilité à la polarisation mises en évidence lors d'une expérience en boucle à recirculation dans laquelle une transmission de 100000 km a été réalisée sans erreur.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été financé par le Ministère de la Recherche et des Nouvelles Technologies, le Conseil Régional de Bretagne et l'Europe (FEDER).

RÉFÉRENCES

- [1] M. Eiselt, W. Pieper, and H. G. Weber, « SLALOM : Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror », *Journal of Lightwave Technology*, vol.13, pp. 2099-2112, 1995.
- [2] L. Billès, J-C. Simon, B. Kowalski, M. Henry, G. Michaud, P. Lamouler and F. Alard, « 20 Gb/s optical 3R regeneration using SOA-based Mach-Zehnder interferometer gate », *Proc. ECOC*, 1997.
- [3] F. Seguinéau, B. Lavigne, D. Rouvillain, P. Brindel, L. Pierre and O. Leclerc, « Experimental demonstration of simple NOLM-based 2R regenerator for 42.66 Gbit/s WDM long-haul transmissions », *Proc. OFC WN4*, 2004.
- [4] J. C. Simon, L. Lablonde, I. Valiente, L. Billès and P. Lamouler, « Two-stage wavelength converter with improved extinction ratio », *Postdeadline Paper OFC*, PD15-2, San Jose, 1995.
- [5] J. C. Simon, L. Bramerie, F. Ginovart, V. Roncin, M. Gay, S. Fève, E. Le Cren, M. L. Chares, « All optical regeneration techniques », *Ann. Télécommun.*, vol 58, n°11-12, pp 1859-1875, 2003.
- [6] O. Leclerc, P. Brindel, S. Barré, G. Aubin, J. Mangueney, H. Choumane, J. L. Oudar, « 20 Gbit/s Polarization-insensitive Quantum-Well Saturable Absorber for 1.5μm Long-Haul Transmissions », *ECOC 2000*, PD3.5.

Performance of a Polarization Insensitive 3R Optical Regenerator Based on a new SOA-NOLM Architecture

L. BRAMERIE, M. GAY, G. GIRAULT, V. RONCIN, S. FEVE, J.C. SIMON

Laboratoire d'Optronique, CNRS UMR FOTON 6082

ENSSAT / Université de Rennes1, 6 rue Kerampont, F22300 LANNION, France, e-mail: Simon@enssat.fr

Abstract A polarization insensitive 3R-optical regenerator, based on an original two-stage SOA discriminating gate, is experimentally investigated in a 100 km recirculating loop at 10 Gbit/s. At least 1000 regenerating repeater cascades is demonstrated (100000 km).

Introduction

All-optical regeneration enabling Re-amplification, Reshaping (2R) and Re-timing (3R) is of great interest to ensure high bit-rate ultra-long haul transmission systems.

In this context, SOA-based interferometers are promising for 3R optical regeneration [1].

In this paper a 3R optical regeneration operation is reported, for the first time with a polarization insensitive SOA-NOLM configuration in a 100 000 km transmission experiment.

The 3R optical regenerator consists of two wavelength converters based on Semiconductor Optical Amplifiers (SOA) which turns out to be a quite original and robust configuration.

The analysis of signal degradation is presented thanks to Bit-Error-Rate (BER) accumulation measurements through successive laps in a recirculating loop. Both regenerated and non-regenerated (only linear amplification) configurations are compared.

Regenerator architecture

Our optical regenerator is made of two SOA-based wavelength converters. The first converter consists of a Non-Linear Optical Loop Mirror whose non-linear element is a SOA (SOA-NOLM) [2]. The second wavelength converter is a Dual Stage of SOA (DS-SOA) [3]. Figure 1 represents the all-optical regenerator scheme.

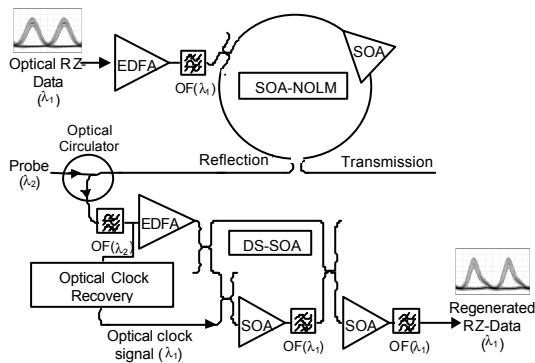


Fig. 1: All-optical regenerator architecture.

The SOA-NOLM is based on the Sagnac interferometer which is intrinsically more stable than all-fibre Mach-Zehnder Interferometers (MZI) [1] provided that fibre arms are short. In our case, Polarization Maintaining fibres are used in order to improve the stability.

Regeneration with NOLM has already been investigated [4] but never, to our knowledge, in a

reflective configuration. This permits a better stability with regard to the phase effects and a data output inversion which reduces the converter's polarization dependence.

The DS-SOA as the second wavelength converter stage is an original architecture. In addition to converting the signal back to the initial signal wavelength and to creating a second data output inversion, it improves the output extinction ratio by more than 4dB. Moreover, our DS-SOA is composed of low polarization sensitivity SOA (0.5 dB) from Alcatel. Consequently, combined with the SOA-NOLM, that results in a polarization insensitive reshaping gate.

The extinction ratio of the overall regenerator is 14 dB for a minimum input extinction ratio of 8 dB. Figure 2 shows the transmission versus input power characteristics of the global regenerator that presents an S-shape required for reshaping [5].

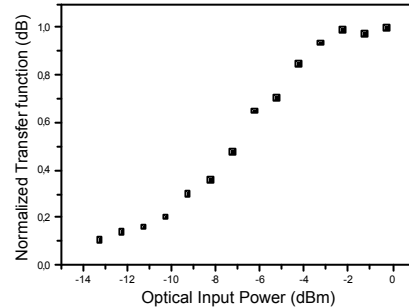


Fig. 2: Regenerator normalised transfer function.

Finally the optical clock recovery required for a 3R regeneration is based on a classical opto-electronical clock recovery.

Transmission experiment

The 10 Gbit/s transmission experiment is carried out with a 100 km long recirculating loop composed of 2 50 km, Non-Zero Dispersion Shifted Fibre (NZDSF) spans, with a chromatic dispersion of 4ps/nm/km. The fibre link dispersion is partially (+5ps/nm cumulated) compensated (DCF). Figure 3 shows the experimental set-up of the recirculating loop.

Span input power is set to -10 dBm. Losses are compensated by Erbium Doped Fibre Amplifiers (EDFA) and counterpropagating Raman pumping ensuring a low noise accumulation line.

The transmitter consists of a $2^{15}-1$ pseudo-random bit sequence combined with a logical gate which

produces an RZ electrical signal. That signal modulates the optical 1552 nm source thanks to a LiNbO₃ modulator which produces a 50 ps Full Width at Half Maximum signal. The signal is injected into the recirculating loop thanks to Acousto-Optic Modulators (AOM).

Noise is artificially included in the loop using an Amplified Spontaneous Emission source (ASE) in order to degrade the Optical Signal to Noise Ratio (OSNR) in front of the regenerator. That is necessary to measure a BER in regenerated signal experiments [6].

A polarization scrambler (polarization modulation frequency ~1 MHz) is placed in front of the regenerator in order to analyse its polarization dependence.

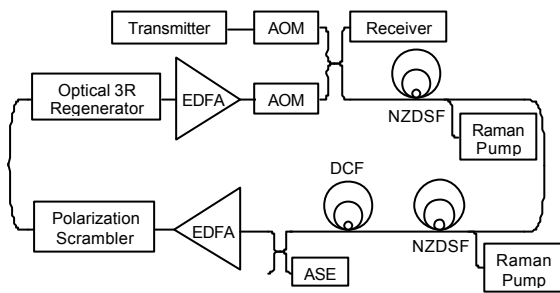


Fig. 3: Recirculating loop.

Results

With an OSNR of 33 dB (measured on a 0.1 nm bandwidth) no error was measured during 30 minutes ensuring a BER better than 10^{-10} after a 100 000 km propagation.

We have then investigated the regenerating behaviour with respect to the input OSNR degradation. Figure 4 presents the BER evolution with the number of laps when the signal is artificially degraded (OSNR of 21 dB (triangles) and 24 dB (squares)).

First without regenerator (empty symbols), less than 10 laps could be achieved with an acceptable BER. This is not surprising since the BER accumulation in a linearly amplified transmission link varies as [7]:

$$BER \approx \exp\left(-k \cdot \frac{OSNR}{N}\right),$$

where N is the laps number and k is a suitable constant.

Now, including the regenerator (full symbols), at least 1000 laps could be achieved at a BER of 10^{-8} (without Forward Error Correction (FEC)) for an input OSNR as low as 24 dB.

For a perfect reshaping gate, the BER accumulation should increase linearly with the number of laps in the regenerated transmission [5,7]:

$$BER \approx N \exp(-k \cdot OSNR).$$

Our results show that this is not the case, owing to the smoother S-shape transmission gate. However the regeneration effect is clearly demonstrated as the BER increases by less than half a decade between lap 10 and 100 (OSNR 24 dB). It is to notice that the linear region happens after around 20 (respectively 40) laps with an OSNR of 21 dB (resp. 24 dB).

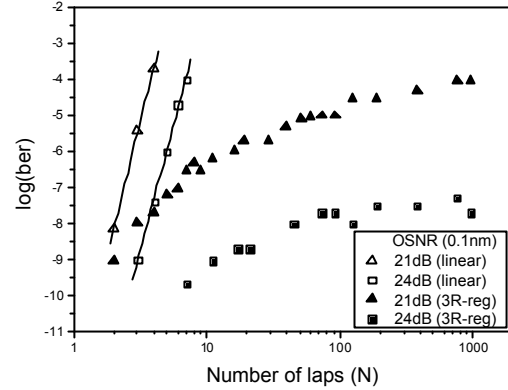


Fig. 4: BER evolution with the laps number of a linear and a regenerated transmission at different OSNR.

The number of laps for which the BER evolution becomes linear is different for each OSNR because the slope of the transfer function is different as the reshaping gate is optimized for each OSNR.

This BER measurement as a function of the OSNR can give an estimation of the span length between two regenerators required for a given signal degradation. Typically, for the present transmission line, the signal could be regenerated every 800 km for a BER of about 10^{-8} at 1000 laps (without FEC).

Conclusion

We have reported on a new stable, polarization insensitive, all-optical 3R regenerator architecture based on SOA gates fully compatible with photonic integration. Using a 100 km recirculating loop experiment, a cascade of at least 1000 repeaters has been assessed with no error detected. The operating speed could be extended to 40 Gbit/s using more recent SOA chips.

Acknowledgements

This work was supported by the Ministère de la Recherche et des Nouvelles Technologies, the "Conseil Régional de Bretagne", and the European Commission (FEDER).

References

- [1] L. Billès et al., ECOC 1997
- [2] M. Eiselt et al., J. Lightwave. Technol., 13 (1995), pp. 2099-2112
- [3] J.C. Simon et al., OFC 1995, PD15-2
- [4] F. Segueineau et al., OFC 2004 WN4
- [5] J.C. Simon et al., Ann. Telecom., 58 (2003), no. 11-12, pp. 1708-1724
- [6] O. Leclerc et al., ECOC 2000, PD3.5
- [7] P. Ohlen et al., Photon. Technol. Lett., 9 (1997), no. 7, pp. 1011

ETUDE D'UNE PORTE OPTIQUE REGENERATRICE POUR TRANSMISSIONS NRZ A 10 GBIT/S CONSTITUEE D'UN INTERFEROMETRE NON-LINEAIRE DE TYPE NOLM AVEC AMPLIFICATEUR A SEMI-CONDUCTEURS

Vincent RONCIN^{1,2}, Gwenaëlle GIRAULT¹, Jean-Claude SIMON¹

¹ - Groupement d'Intérêt Scientifique FOTON, Laboratoire d'Optronique, CNRS-UMR6082, ENSSAT, 22305 Lannion Cedex, France

² - Highwave Optical Technologies, 22302 Lannion Cedex, France
vincent.roncin@enssat.fr

RESUME

Nous présentons les travaux réalisés sur un régénérateur convertisseur en longueur d'onde tout optique utilisant une configuration originale de NOLM (Non-linear Optical Loop Mirror) en réflexion qui convient aux transmissions optiques NRZ (Non Retour à Zéro) à 10 GBit/s. Nous avons étudié son potentiel de régénération afin qu'il soit utilisé pour le routage de l'information. Introduit dans un réseau local ou métropolitain complexe, chaque nœud de routage aurait pour effet d'améliorer le signal tout en réalisant la conversion de porteuse optique et ceci sans conversion opto-électronique.

MOTS CLES :

Régénération 2R, Porte optique non-linéaire, Amplificateurs à semi-conducteurs (SOA).

1. INTRODUCTION

Le format habituel des transmissions sur fibre à 10 GBit/s par canal est le NRZ qui, associé au multiplexage en longueur d'onde, reste le plus intéressant en terme de coût, capacité de transport d'information et simplicité de mise en œuvre. Dans le cadre du routage de l'information dans des réseaux tout-optiques, l'insertion extraction ainsi que la conversion de longueur d'onde [1] peuvent jouer un rôle important. Plus les architectures se complexifient et plus le signal risque de se dégrader au niveau des nœuds de routage. C'est dans ce contexte que nous avons étudié un régénérateur 2R (Reshaping Regeneration) tout-optique convertisseur en longueur d'onde, robuste, insensible à la polarisation, transparent au débit jusqu'à 40 GBit/s [2] et fonctionnant également en configuration 3R (Retiming & Reshaping Regeneration).

Le principe de régénération tout-optique est basé sur l'amélioration des caractéristiques physiques du signal comme le rapport signal sur bruit optique (OSNR pour Optical Signal to Noise Ratio), le taux d'extinction (TE), la distribution du bruit optique. Pour ce faire, les dispositifs actifs utilisant des portes optiques non linéaires constituées d'amplificateurs à semi-conducteurs ont souvent été étudiés [3]. Notre régénérateur est un interféromètre fibré de type « Boucle de Sagnac » dont la fonction de transmission possède une forte non-linéarité, introduite d'une part par la caractéristique de l'interféromètre mais aussi par la dynamique du gain du SOA. La porte optique est un NOLM.

Dans un premier temps, nous allons étudier le dispositif constituant la porte optique, nous passerons ensuite à la caractérisation des propriétés régénératives puis des performances dans un système réel.

2. LA PORTE OPTIQUE NON-LINEAIRE

Dans le principe de la régénération, la porte optique non linéaire est un dispositif à seuil possédant une transmission non linéaire en fonction de la puissance incidente, déclenchée par le signal à régénérer. Sur la figure 1, on présente une porte optique pour une application de régénération 2R qui va remettre en forme le signal en copiant les données (inversées) sur la sonde (signal continu) via la fonction de transmission. L'application immédiate de ce type de transmission est de réduire les fluctuations d'intensité sur les données (bruit optique, gigue d'amplitude). La configuration 3R permet en plus de resynchroniser les données par rapport à une horloge optique locale générant des impulsions synchrones avec le signal en entrée, cette configuration s'est avérée comme la plus efficace en terme de régénération [4].

Nous avons étudié le NOLM pour sa stabilité puisque par construction, ses bras sont toujours de la même longueur (stabilité effective pour des bras relativement courts, ce qui est le cas ici). L'introduction du SOA comme milieu non linéaire permet une dynamique de gain compatible avec le débit des données à 10 GBit/s.

Le gain du SOA suit plus ou moins fidèlement les variations d'amplitude du champ incident saturant en fonction du temps de recombinaison des porteurs. On peut alors observer (figure 2 a) la caractéristique dynamique expérimentale du gain du SOA qui possède une légère non-linéarité. La sonde va alors voir un gain modulé au rythme de la pompe, c'est la modulation croisée du gain. Cette modulation de la lumière dans l'amplificateur va entraîner un déphasage par auto-modulation de la phase [5] subi par la sonde au rythme du passage des données codées sur la commande (pompe) dans le SOA. La compression du gain associée à une modulation de phase va s'appliquer aux champs co et contra-

propagatifs se propageant dans l'unique bras du NOLM. Le retard de l'un par rapport à l'autre est fonction de la distance L (on pourra se reporter au dispositif expérimental sur la figure 2). La ligne à retard optique LAR permet de faire varier cette longueur L , c'est à dire la différence de phase entre les bras. Une différence de phase de π va ouvrir le NOLM. On peut alors comparer sur la figure 2, la compression dynamique expérimentale du gain (a), et la fonction de transmission expérimentale (b). On observe nettement une accentuation de la non-linéarité sur le niveau bas, et l'apparition d'une non linéarité sur le niveau haut permettant la remise en forme simultanée des niveaux « 1 » et « 0 » des données.

On a aussi montré qu'une compression du gain de 3 dB correspondait à un déphasage de π et donc à un taux d'extinction du NOLM d'environ 10 dB. Nous avons obtenu ces résultats pour une puissance de sonde de -10 dBm sur le SOA et une puissance de pompe variable (la caractérisation a été faite avec des impulsions de 20 ps pour la pompe). Cette caractérisation de la transmission de la fonction optique faite, nous sommes passés à des tests permettant de caractériser le NOLM dans un environnement système réel de transmission de données à 10 Gbit/s.

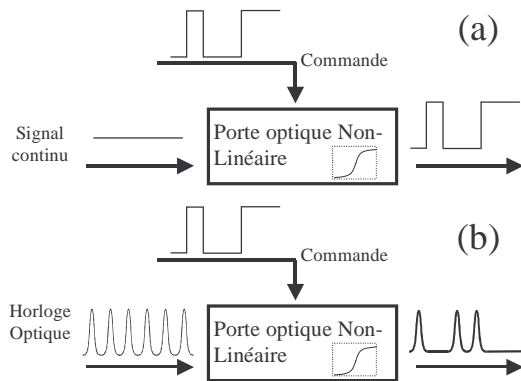


Figure 1: Principe d'une porte optique non linéaire en configuration 2R (a) et 3R (b)

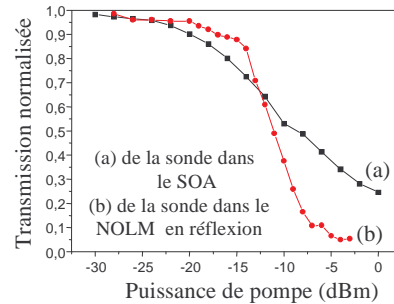


Figure 2: Caractérisation du NOLM. Compression du gain du SOA (a) et Taux d'extinction du NOLM en réflexion (b)

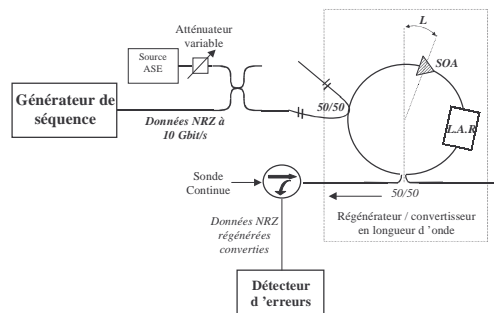


Figure 3: Dispositif expérimental de caractérisation du NOLM en configuration système

3. RESULTATS EN CONFIGURATION SYSTEME

Tout d'abord, nous avons utilisé le NOLM en réflexion pour accentuer le taux d'extinction avec la compression du gain. Nous avons simulé la dégradation de l'OSNR et du TE des données avec une source de bruit (ASE) ajoutée au signal de commande (la configuration 2R va principalement corriger les dégradations dues au bruit des amplificateurs à fibre dopées). La figure 3 présente le dispositif expérimental. La puissance de sonde sur le SOA est de -5 dBm, la puissance de pompe de 3 dBm. La sonde et le NOLM sont à maintien de polarisation afin de favoriser la stabilité de l'interféromètre.

3.1 Caractérisation de l'OSNR de sortie : les résultats concernant l'étude de l'OSNR de sortie du régénérateur sont présentés sur la figure 4. Pour une dégradation en entrée de 15 dB, la dégradation en sortie n'excède pas 5 dB. Cette caractéristique du NOLM est due au fait de la conversion de longueur d'onde (on change de porteuse). La présence du bruit sur la sonde (données régénérées) est essentiellement due à l'émission spontanée du SOA interne à l'interféromètre. Le NOLM a pour action d'absorber les dégradations du signal et son OSNR en sortie est supérieur à 30 dB / 0.5 nm même pour des dégradations importantes en entrée. L'amélioration du TE est elle beaucoup plus critique puisque notre NOLM a en sortie un TE qui n'excède jamais 10 dB. Néanmoins, nous avons mesuré qu'à partir d'un TE en entrée de 8.5 dB, on peut améliorer le TE (de 2 dB au maximum).

3.2 Caractérisation de la pénalité : Nous avons étudié l'influence du régénérateur sur le taux d'erreur binaire (TEB) en plaçant le dispositif à étudier devant un récepteur constitué d'un préamplificateur optique (EDFA), d'un filtre optique de 3 nm de large, et d'un photorecepteur à 10 Gbit/s dont la sensibilité intrinsèque, limitée par le bruit

électronique est de -18 dBm. La sensibilité du récepteur de référence ainsi constitué est de -36 dBm à un taux d'erreur de 10^{-9} pour un signal parfait (sans bruit en excès). Dans ces conditions, la sensibilité du récepteur est limitée par le bruit de battement entre signal et émission spontanée amplifiée sur la ligne de transmission (ASE). Le régénérateur 2R joue le rôle d'un circuit de décision (il possède une transmission non linéaire abrupte). Pour un signal dégradé en entrée, le régénérateur transmet un signal avec un excellent OSNR mais entaché des erreurs dues à la prise de décision tout optique. Nous avons ainsi étudié la dégradation subie par le signal en présence du régénérateur, dégradation plus ou moins importante du fait du bruit propre du dispositif utilisé. Nous avons comparé les puissances minimales requises sur le récepteur pour un TEB de 10^{-9} en fonction de l'OSNR du signal incident à 10 Gbit/s avec et sans régénérateur. La puissance du signal en entrée du NOLM est de 7 dBm. Les résultats sont présentés sur la figure 5.

Nous observons que lorsque l'OSNR est élevé (≥ 20 dB), la pénalité engendrée est de 2.5 dB. Cette pénalité diminue quand l'OSNR devient très faible jusqu'à devenir négligeable, ce qui nous laisse à penser que le bruit propre du régénérateur devient négligeable devant celui du signal.

Enfin, nous avons évalué expérimentalement à 50 GHz le chirp associé à un passage dans le régénérateur. Cet élargissement du spectre est un inconvénient pour les transmissions sur fibre (accentue les effets de la dispersion chromatique). Le chirp pourrait être diminué si la compression du gain du SOA nécessaire pour faire fonctionner le régénérateur devenait moins importante, dans ce cas, il faudrait que l'interféromètre possède un meilleur taux d'extinction.

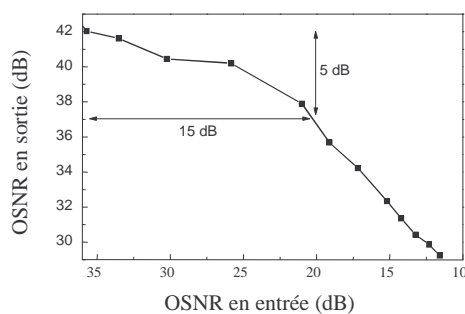


Figure 4: Amélioration de l'OSNR du signal dans le régénérateur

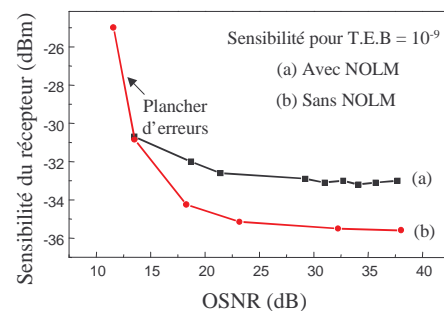


Figure 5: Caractérisation du récepteur en présence du régénérateur

4. CONCLUSION

Nous avons étudié une fonction optique permettant de régénérer le signal NRZ d'un système à 10 Gbit/s. Nous avons pu montrer que le dispositif interférométrique influait en de nombreux points sur les caractéristiques physiques du signal et notamment sur l'amélioration de l'OSNR et du taux d'extinction. En configuration de régénération 2R en ligne, on peut penser qu'il faut un signal en entrée suffisamment dégradé pour obtenir tout le bénéfice du régénérateur. Une étude plus poussée sur la cascabilité et la longueur de ligne entre chaque régénérateur devrait valider les propriétés régénératives du NOLM en configuration 2R pour le format NRZ.

Enfin, les problèmes liés d'une part à la modulation du gain (chirp) et d'autre part à la sensibilité de l'interféromètre aux variations externes, devraient pouvoir être corrigés.

REMERCIEMENTS:

Ces recherches ont été soutenues par le conseil régional de Bretagne, le Ministère de la Recherche et des Nouvelles Technologies ainsi que l'Europe (FEDER).

REFERENCES

- [1] S.J.B.Yoo, « Wavelength Conversion Technologies for WDM Network Applications », in *J. of Lightwave Technol.* Vol. 14 (6), June 1996
- [2] J.Yu & al, "40 Gbit/s wavelength conversion in cascade of SOA and NOLM and demonstration of extinction ratio improvement", in *Electron. Lett.*, Vol. 36 (11), pp. 963-964, May 2000
- [3] K.E.Stubkjaer, "Semiconductor Optical Amplifiers – Based All – Optical Gates for High – Speed Optical Processing", in *Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 6 (6), Nov/Dec 2000
- [4] M.Jinno, "All Optical Signal Regularizing / Regeneration Using a Nonlinear Fiber Sagnac Interferometer Switch with Signal-Clock Walk-off", in *J. of Lightwave Technol.*, Vol 12 (9), September 1994
- [5] G.P.Agrawal & al, "Self-Phase Modulation and Spectral Broadening of optical Pulses in Semiconductor Laser Amplifiers", in *J. of Quantum Electron.*, Vol25 (11), Nov 1989

ETUDE NUMERIQUE ET EXPERIMENTALE DE L'EVOLUTION DU TAUX D'ERREURS BINAIRES AU PASSAGE DANS UN REGENERATEUR OPTIQUE

L. BRAMERIE, M. GAY, G. GIRAULT, V. RONCIN, S. FEVE, F. GINOVAR, M.L. CHARES, J.C. SIMON

Laboratoire d'Optronique, CNRS UMR 6082 FOTON
Groupement d'Intérêt Scientifique FOTON

ENSSAT / Université de Rennes 1, 6 rue Kerampont, BP747 F22305 LANNION cedex, France

bramerie@enssat.fr

RÉSUMÉ

L'évolution du taux d'erreurs binaires (TEB) après N passages dans un régénérateur optique 3R est étudié dans ce papier. Il est montré expérimentalement à 10 Gbit/s que le TEB évolue linéairement en fonction du nombre de passages dans le régénérateur. Nous avons également mis en évidence que le facteur Q ne permet plus d'évaluer le TEB après plusieurs passages dans un régénérateur.

MOTS-CLEFS : Régénération optique, Taux d'erreurs binaires, Facteur Q .

1. INTRODUCTION

Différents dispositifs opto-électroniques et optiques ont déjà prouvé leur aptitude à régénérer le signal afin de réaliser des transmissions longue distance [1]. La transformation du bruit dans ce type de dispositif reste un problème important à traiter afin de mieux comprendre les phénomènes mis en jeu. Dans cet article, nous montrons de manière théorique l'importance de cascader les régénérateurs pour observer leur impact sur le TEB. Ces observations sont validées par des résultats expérimentaux à l'aide d'un régénérateur 3R tout-optique et d'une boucle à recirculation de 100 km.

2. ETUDE NUMERIQUE D'UN REGENERATEUR EN SIMPLE PASSAGE

La forme typique de la fonction de transmission d'un régénérateur idéal est « une marche d'escalier » [2]. Son franchissement permet de discriminer et de limiter le bruit d'amplitude des symboles '1' et '0'. Une telle fonction de transmission a été simulée afin d'observer l'évolution des densités de probabilités de la puissance optique des symboles (ddp) lors d'un passage dans un régénérateur optique « idéal ».

Le signal incident est un signal NRZ caractérisé par un rapport signal sur bruit (OSNR pour Optical Signal to Noise Ratio) de 19 dB et un taux d'extinction de 10 dB.

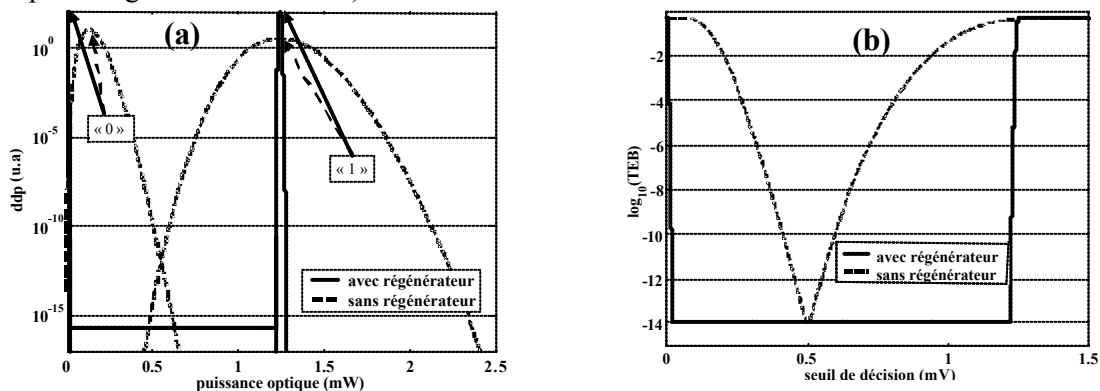


Figure 1 : a) Etude numérique de la distribution des densités de probabilité de la puissance optique des symboles « 1 » et « 0 » avant et après régénérateur b) Evolution du TEB correspondant en fonction du seuil de décision sur le récepteur.

La figure 1a) représente la répartition, en échelle logarithmique, des densités de probabilités des symboles avant et après régénérateur. Sans régénérateur (courbe pointillée) la répartition du bruit optique sur chaque symbole peut être approximée par une gaussienne. Par contre, après passage dans le régénérateur, nous observons l'apparition d'une valeur plancher sur les ddp qui implique que la distribution du bruit n'est plus gaussienne. Une conséquence de cette observation est que la relation entre le facteur Q et le TEB (1) n'est plus valable.

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (1)$$

Intéressons nous maintenant à l'évaluation du TEB en sortie du régénérateur. Si nous considérons un récepteur, dépourvu de bruit thermique (correspondant à une puissance optique sur le récepteur importante), et en considérant que le bruit en excès optique est supérieur au bruit de grenaille, nous pouvons faire l'hypothèse que le signal électrique est proportionnel au signal optique. La figure 2b représente l'évolution du TEB en fonction du seuil de décision électrique du récepteur, avec et sans régénérateur. Nous observons (pour un seuil de décision sur le récepteur optimal) dans les deux cas que le TEB minimum est identique et égal à 10^{-14} . Par conséquent le TEB n'est pas amélioré en passant dans le régénérateur. En effet les erreurs commises avant le régénérateur ne peuvent être corrigées, par contre le régénérateur a une influence sur la redistribution du bruit d'amplitude et l'amélioration du taux d'extinction. Notons enfin l'apparition d'un plancher dans l'évolution du TEB avec le seuil de décision. Ceci a pour conséquence de rendre le TEB indépendant du seuil de décision du récepteur, on peut ainsi considérer que la prise de décision se fait optiquement.

Cette étude montre que l'efficacité d'un régénérateur, même « idéal », sur le TEB ne peut être évaluée qu'après plusieurs passages dans le régénérateur, ceci fait l'objet de la suite de cette étude.

3. ETUDE EXPERIMENTALE DE LA CASCADE D'UN RÉGÉNÉRATEUR

Un régénérateur 3R tout-optique a été expérimentalement inséré dans une boucle à recirculation de 100 km de fibre pour la transmission d'une séquence pseudo aléatoire de 2^{15} -1 bits modulée à 10 Gbit/s. Le régénérateur est constitué d'un miroir optique non-linéaire [3] suivi d'un double étage d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs [5]. Le détail de la ligne de transmission et du régénérateur ne fait pas l'objet de cette communication. Ces expériences ont permis l'étude de l'évolution du taux d'erreurs en fonction du nombre de passages dans le régénérateur (figure 3a) pour un OSNR de 21 dB en entrée du régénérateur. D'après [6], nous savons que le TEB évolue linéairement en fonction du nombre de passages dans un régénérateur :

$$TEB \approx N \exp(-k \times OSNR). \quad (2)$$

avec N le nombre de passages dans le régénérateur, OSNR le rapport signal sur bruit au premier tour et k une constante.

Cette tendance est observée expérimentalement après 10 passages dans le régénérateur environ (figure 2a)). En effet au bout de 10 passages, la fonction de transfert du régénérateur est élevée à la puissance 10 s'approchant ainsi d'une marche d'escalier, l'évolution du TEB est alors en accord avec les prédictions. Ce résultat n'a, à notre connaissance, jamais été montré expérimentalement avec une porte optique non-linéaire.

Par ailleurs, le TEB a été tracé en fonction du seuil électrique après 1, 7, 73 et 759 passages dans le régénérateur (figure 2b) ; on observe l'apparition d'un plancher comme prédit par l'étude théorique en un passage dans un régénérateur « idéal » (figure 1b). On observe que plus le nombre de passages augmente (donc plus la fonction de transfert se rapproche d'une marche d'escalier), plus le palier est large. Notons enfin qu'une mesure de facteur Q par extrapolation des flancs [7] (droites pointillées sur la figure 2b) aurait conduit à la même valeur de facteur Q après 7, 73 et 759 passages, tandis que le TEB, lui, évolue d'une décade quand le nombre de passages augmente d'un facteur dix ; ceci met bien en évidence que la mesure de facteur Q n'a plus de raison d'être pour une transmission contenant plusieurs portes optiques non linéaires.

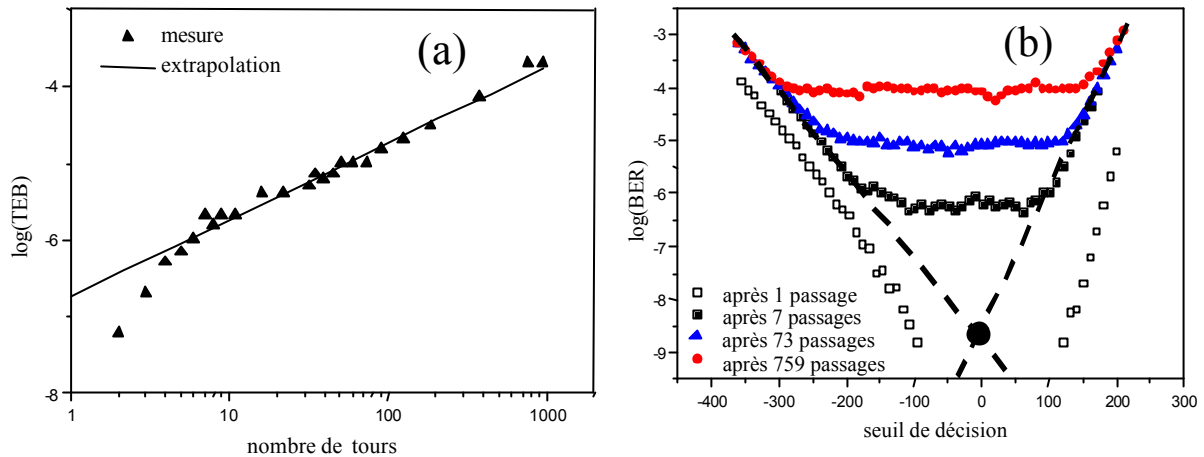


Figure 2 : a) Evolution expérimentale du TEB en fonction du nombre de tours, b) Evolution du TEB en fonction du seuil de décision du récepteur après 1, 7, 73 et 759 passages.

CONCLUSION

Nous avons dans cet article démontré numériquement qu'un régénérateur même idéal ne peut pas améliorer le TEB. Si l'on veut augmenter les performances d'une liaison avec un régénérateur optique, il faut placer celui-ci dans la liaison de telle sorte que le signal présente lors du premier passage un TEB très faible (beaucoup plus faible que le TEB cible). Par conséquent, l'impact d'un régénérateur sur le TEB ne peut être mesuré qu'après plusieurs passages. L'évolution linéaire du TEB en fonction du nombre de régénérateurs a été expérimentalement démontrée. Nous avons également mis en évidence par la mesure du TEB en fonction du seuil de décision sur le récepteur, qu'après plusieurs passages dans un régénérateur, la fonction de transmission équivalente tend vers une fonction en marche d'escalier et qu'une mesure de facteur Q ne permet plus de revenir au TEB.

REMERCIEMENTS

Ces recherches ont été soutenues par le Conseil Régional de Bretagne, le Ministère de la Recherche et des Nouvelles Technologies, ainsi que l'Europe (FEDER).

RÉFÉRENCES

- [1] G. Raybon et al, proc. OFC 2002, FD10-1
- [2] J-C. Simon et al., ann. des télécommunications, tome 58, 2003
- [3] V. Roncin et al, proc JNOG 2003, Valence, pp 91-93
- [4] P.A. Humblet et al,
- [5] J-C. Simon et al., OFC 1995, PD15-2
- [6] P. Öhler et al., Photon. Technol. Lett., 9 (1997), no. 7, pp. 1011
- [7] N.S. Bergano, OFC 1998, TuF

EXPERIMENTAL STUDY OF RESHAPING RETIMING GATES FOR 3R REGENERATION

M. Gay, L. Bramerie, G. Girault, V. Roncin, J.-C. Simon

Laboratoire d'Optronique, CNRS UMR 6082 FOTON,

Groupe d'Intérêt Scientifique FOTON,

ENSSAT/Université de Rennes1, 6 rue Kerampont, BP.447 22305 Lannion Cedex, France,

e-mail : Simon@enssat.fr

Abstract: The linear degradation of the bit error rate as a function of the number of regenerators is experimentally observed, with an optoelectronic or with an original all-optical 3R repeater. We demonstrate that Q factor measurements are not suitable for a correct assessment of optical links incorporating 2R or 3R regenerators.

1. INTRODUCTION

Some optoelectronic and all-optical regenerators enabling Re-amplification, Reshaping (2R) and Re-timing (3R) have shown their capability to ensure high bit-rate ultra-long haul transmission systems [1]. Noise distribution and Bit Error Rate (BER) evolution through this kind of device are of great interest to understand basic features of regeneration. In this paper, we show experimentally the BER evolution through different kinds of Non Linear Gates (NLG). We finally compare Q factor and BER measurements in optical transmission links including 3R regenerators.

2. EXPERIMENTAL SET UP

Experiments were carried out with an optical or with an optoelectronic (O/E) regenerator in order to compare two types of 3R regenerators. One is ideal (the

optoelectronic one) which presents a step-like shape of the transmission versus input power characteristics, while the other one (the optical regenerator) presents a smoother S-shape. Both regenerators have the same O/E retiming device to ensure 3R regeneration.

2.1 Transmission experiment

The 10 Gbit/s transmission experiment is carried out with a 100 km recirculating loop composed of two 50 km Non-Zero Dispersion Shifted Fibre (NZDSF) spans, with chromatic dispersion of 4ps/nm/km. The fibre link dispersion is compensated (DCF). Figure (1) shows the experimental set-up of the recirculating loop.

Losses are compensated by Erbium Doped Fibre Amplifiers (EDFA) and counterpropagating Raman pumping ensuring a low noise accumulation line. The transmitter consists of a $2^{15}-1$ pseudo-random bit sequence combined with a logical gate which produces an RZ electrical signal. This signal modulates the optical 1552 nm source thanks to a LiNbO₃ modulator which produces a 50 ps full width at half maximum signal. The signal is injected into the recirculating loop thanks to Acousto-Optic Modulators (AOM).

Noise is artificially included in the loop using an Amplified Spontaneous Emission source (ASE) in order to degrade the Optical Signal to Noise Ratio (OSNR) in front of the regenerator. That is necessary to measure a BER in regenerated signal experiments [2].

A polarization scrambler (polarization modulation frequency ~ 1 MHz) is placed in front of (in the optical case) or behind (in the optoelectronic case) the regenerator in order to take polarization effects into account.

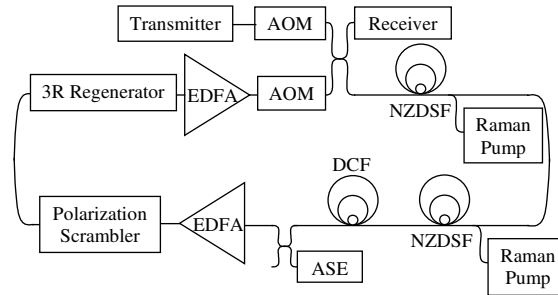


Fig. 1: Recirculating loop.

2.2 Optical regenerator's architecture

The optical regenerator is made of two SOA-based wavelength converters. The first converter consists of a Non-Linear Optical Loop Mirror whose non-linear element is a SOA (SOA-NOLM) [3]. The second wavelength converter is a Dual Stage of SOA (DS-SOA) [4]. Figure (2a) represents the all-optical regenerator scheme.

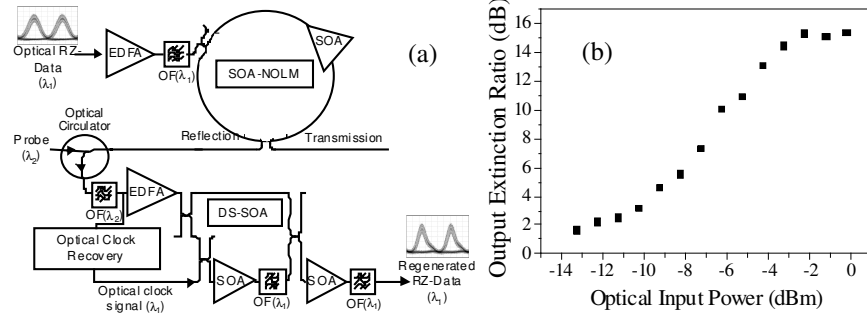


Fig. 2a: All-optical regenerator architecture.

Fig 2b: Output extinction ratio as a function of input power with an input extinction ratio of 15 dB.

The SOA-NOLM is based on a Sagnac interferometer which is intrinsically more stable than all-fibre Mach-Zehnder Interferometers (MZI) provided that fibre arms are short enough. In our case, polarization maintaining fibres are used in order to improve the stability.

Regeneration with NOLM has already been investigated [5] but never, to our knowledge, in a reflective configuration. This allows a better stability with regard to the phase effects and a data output inversion which reduces the converter's polarization dependence.

The DS-SOA as the second wavelength converter stage is an original architecture. In addition to converting the signal back to the initial signal wavelength and to creating a second data output inversion, it improves the output extinction ratio by more than 4 dB. Moreover, the DS-SOA is composed of low polarization sensitivity SOA (0.5 dB) from Alcatel. Consequently, combined with the SOA-NOLM, this results in a polarization insensitive reshaping gate.

The extinction ratio of the overall regenerator is 14 dB for a minimum input extinction ratio of 8 dB. Figure (2b) shows the output extinction ratio versus input power characteristics of the global regenerator that presents an S-shape required for reshaping [6].

2.3 Optoelectronic regenerator architecture

The optoelectronic regenerator has a classical architecture presented on figure (3). It is composed by a 10 GHz PhotoDiode (PD) feeding a Broadband Amplifier (BA) followed by a limiting amplifier. One output of the amplifier is used to recover the clock, the second one feeds the Decision Flip-Flop (DFF). After being amplified by a broadband amplifier, the reshaped and retimed electrical signal finally modulates a local DFB laser through a LiNbO₃ modulator.

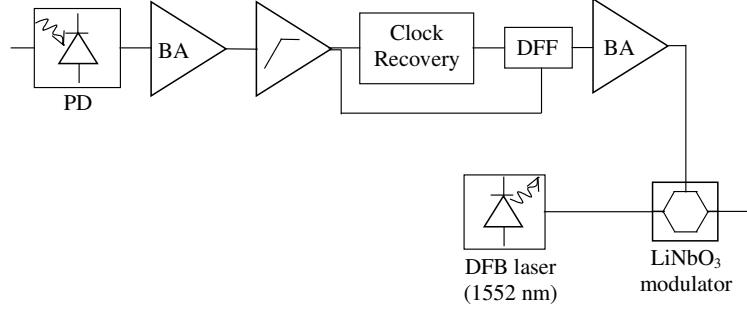


Fig. 3: Optoelectronic regenerator architecture.

3. BIT ERROR RATE EVOLUTION THROUGH A RESHAPING RETIMING GATE

We experimentally show BER evolution with the number of laps for the first time to our knowledge with the two regenerators described above. Results are presented on figure (4) with an OSNR of 17 dB (measured on 0.1 nm). Through the ideal gate (the step function), as initially theoretically reported in [7], the BER in a transmission line with regenerators, linearly increases with the number of concatenated regenerators:

$$BER \approx N \cdot \exp(-k \cdot OSNR) \quad (1)$$

with N the number of laps, k a suitable constant and OSNR the Optical Signal to Noise Ratio at first lap.

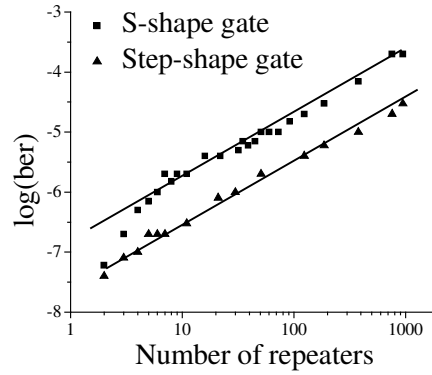


Fig. 4: Experimental BER evolution as the number of laps for an initial OSNR of 17 dB (measured on 0.1 nm).

Through the S-shape NLG, such a linear evolution is observed after about ten laps, this can be explained by the fact that when concatenating the S-shape gate ten times, it tends toward a step function as the transfer function is raised to the tenth power.

Consequently the BER is strongly dependent on the OSNR in front of the first regenerator. The key point will then be to locate the repeater at an early enough stage in order to match a targeted BER for a given link length.

4. Q FACTOR AND BER THROUGH A NON LINEAR GATE

The BER is commonly expressed as a function of the Q factor as:

$$BER = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (2)$$

When the BER is not directly measurable (typically $BER < 10^{-10}$), it is deduced from the Q factor measurement [8]. Pertinence of BER measurement deduced from Q factor measurement is studied in that part.

BER was studied as a function of decision threshold at different points of the transmission link. Experimental results are presented on figure (5).

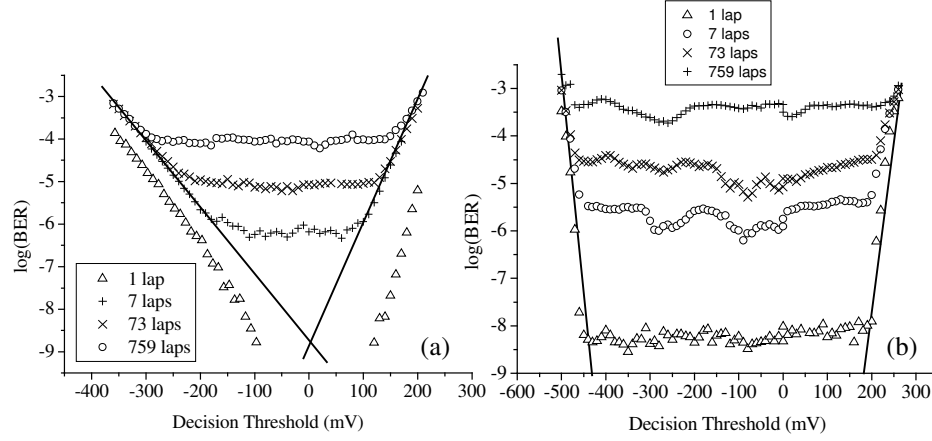


Fig. 5: BER evolution as a function of decision threshold with the all-optical (a) and the optoelectronic (b) regenerators.

The first thing to be noticed is that the BER reaches a plateau, consequently the BER is almost independent of the decision threshold, and the decision is taken by the regenerator through a NLG.

Secondly, in the S-shape case, the plateau width becomes broader as the number of laps increases, namely as the gate tends to a step-like shape. This is the reason why in the step-like shape case, the plateau width remains identical.

On figure (5), extrapolation of the sides is plotted to deduce the Q factor. This measurement would have led to the same deduced BER value, whereas the direct BER measurement leads to an increase of one decade when the lap number is multiplied by ten. As a consequence, we can conclude that Q factor measurement is inadequate to deduce BER evolution as soon as non linear gates are introduced in the transmission line.

5. CONCLUSION

Signal degradation through different non linear gates was investigated experimentally in this paper. The linear degradation of the BER as a function of the number of regenerators was observed, as predicted by the theory, with an optoelectronic or with an original all-optical 3R repeater. Then, to enhance transmission performance, repeaters must be located early enough in the line in order to reach a targeted BER at the link end-side. Also a BER versus decision threshold study leads to the conclusion that Q factor measurement is not an adequate assessment way for optical transmission links including 2R/3R regenerators.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the “Ministère de la Recherche et des Nouvelles Technologies”, the “Conseil Régional de Bretagne”, and the European Commission (FEDER).

REFERENCES

- [1] O. Leclerc et al., “Optical regeneration at 40 Gbit/s and beyond”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no.11, pp. 2779–90, nov. 2003.
- [2] W. Kuebart et al., “40 Gbit/s transmission over 80 000 km dispersion shifted fibre using compact opto-electronic-3R regeneration”, *proc. Europ. Conf. Optical. Comm.*, MO4.3.1, 2003.
- [3] M. Eiselt et al., “SLALOM : Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, pp. 2099–2112, 1995.
- [4] J-C. Simon et al., “Two stages wavelength converter with improved extinction ratio”, in *Proc Opt. Fiber Comm San Jose*, PD15-2, 1995.
- [5] F. Segueineau et al., “Experimental demonstration of simple NOLM-based 2R regenerator for 42.66 Gbit/s WDM long-haul transmissions”, in *Proc Opt. Fiber Comm*, WN4., 2004.
- [6] J-C. Simon et al., “All-optical regeneration techniques”, *Ann. Telecommun.*, vol. 58, no. 11-12, nov. 2003.
- [7] P. Öhler et al., “Noise accumulation and BER Estimates in Concatenated Nonlinear Optoelectronic Repeaters”, *Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 7, pp. 1011, July 1997.
- [8] N.S. Bergano, “Margin measurements in Optical Amplifier Systems”, *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol. 5., no. 3, march 1993.

Abstract

The aim of this PhD work is the study of optical regenerators and wavelength converters' architectures based on semiconductor optical amplifiers.

Once some general ideas on transmission systems have been laid out, particularly signal propagation impairments, wavelength conversion and all optical signal regeneration's principles are presented. Notions like optical gates, characteristic function or 1R, 2R and 3R regeneration are explained. Then the problematic of wavelength converters and regenerators' characterization is dealt with. A state of the art of different wavelength conversion and regeneration techniques is finally presented.

Semiconductor optical amplifiers (SOA) are ideal candidates for use as key-elements of wavelength converters and all optical regenerators. They have thus been chosen as nonlinear elements of the architectures in this work.

As a consequence, an original 3R regenerator based on two wavelength converters (a SOA-based nonlinear optical loop mirror, SOA-NOLM, and a dual stage of SOA, DSSOA) has been implemented and experimentally investigated in a 100 km recirculating loop at 10 Gbit/s. At least 1000 regenerating cascades have been achieved enabling a 100,000 km error-free transmission. Moreover this device was unexpectedly polarization insensitive. So a detailed study has highlighted that the polarization sensitivity of an SOA can change according to operating conditions (self-saturation, cross saturation, signal wavelengths, signal polarizations ...). We have thus shown that the phenomenon which governs the polarization sensitivity states of the SOA when used in a XGM mode is a wave mixing between pump and probe. This process makes the gain spectrum to be dissymmetric, in different ways according to the respective polarization states of the two waves.

Finally, operation at higher bit rates (≥ 40 Gbit/s) is the last step of this work. SOA are limited by gain recovery times, so the problematic of reducing and measuring this parameter is dealt with. Then new SOA-based architectures allowing access to greater line rates are studied. So a wavelength conversion scheme exploiting cross phase modulation in a SOA in conjunction with shifted filtering is analysed at different line rates and for different types of filtering. Error free performance has been obtained at 80 Gbit/s using blue shifted filtering.

Keywords

High bit rate optical transmissions
All optical regeneration
Wavelength conversion
Semiconductor optical amplifiers

Résumé

Ce travail de thèse est consacré à l'étude d'architectures de fonctions optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour la conversion de longueur d'onde et la régénération tout-optique à très haut débit.

Après une présentation générale des systèmes de transmission optique, et notamment des dégradations subies par le signal lors de son transport, les principes de la conversion de longueur d'onde et de la régénération tout-optique sont abordés. Les notions de portes optiques, de fonction caractéristique, de régénération 1R, 2R et 3R sont introduites et expliquées, puis la problématique de caractérisation des fonctions optiques pour la conversion de longueur d'onde et surtout la régénération est traitée. Enfin, un état de l'art des différentes techniques est présenté.

L'amplificateur à semi-conducteurs (SOA) présentant de nombreux attraits pour les applications de conversion de longueur d'onde et de régénération, celui-ci a constitué le cœur des fonctions optiques étudiées.

Ainsi, l'association de deux convertisseurs en longueur d'onde, un miroir à boucle optique non-linéaire (NOLM-SOA) et un double étage de SOA (DSSOA), a permis de réaliser un régénérateur 3R original. L'introduction de celui-ci dans une boucle à recirculation de 100 km a montré sa capacité régénérative puisqu'une transmission sans erreur à 10 Gbit/s et sur 100 000 km a ainsi pu être réalisée. De plus, ce dispositif a montré une très grande stabilité, notamment aux variations de polarisation du signal de données. Une étude approfondie a mis en évidence qu'un même SOA peut être plus ou moins sensible à la polarisation selon sa configuration d'utilisation (auto-saturation, saturation croisée, selon les longueurs d'onde des signaux, leurs polarisations ...). Nous avons ainsi établi que le phénomène à l'origine de cette modification de sensibilité est un mélange d'ondes entre la pompe et la sonde conduisant à une dissymétrie du spectre de gain dépendante des états de polarisation respectifs des deux ondes.

Enfin, la montée en débit a constitué la dernière étape de ces travaux. Les SOA étant limités par le temps de récupération du gain, la problématique du raccourcissement et de mesure de ce temps a été traitée. Puis de nouvelles architectures, à base de SOA, compatibles avec les très hauts débits ont été recherchées. Une technique à base de modulation de phase croisée dans un SOA convertie en modulation d'amplitude par un filtre décalé a été étudiée à différents débits et pour différentes conditions de filtrage. Une conversion de longueur d'onde sans erreur à 80 Gbit/s a été obtenue grâce à un filtrage décalé vers les courtes longueurs d'onde.

Mots-clés

Télécommunications optiques à très hauts débits

Régénération tout-optique

Conversion de longueur d'onde

Amplificateurs à semi-conducteurs